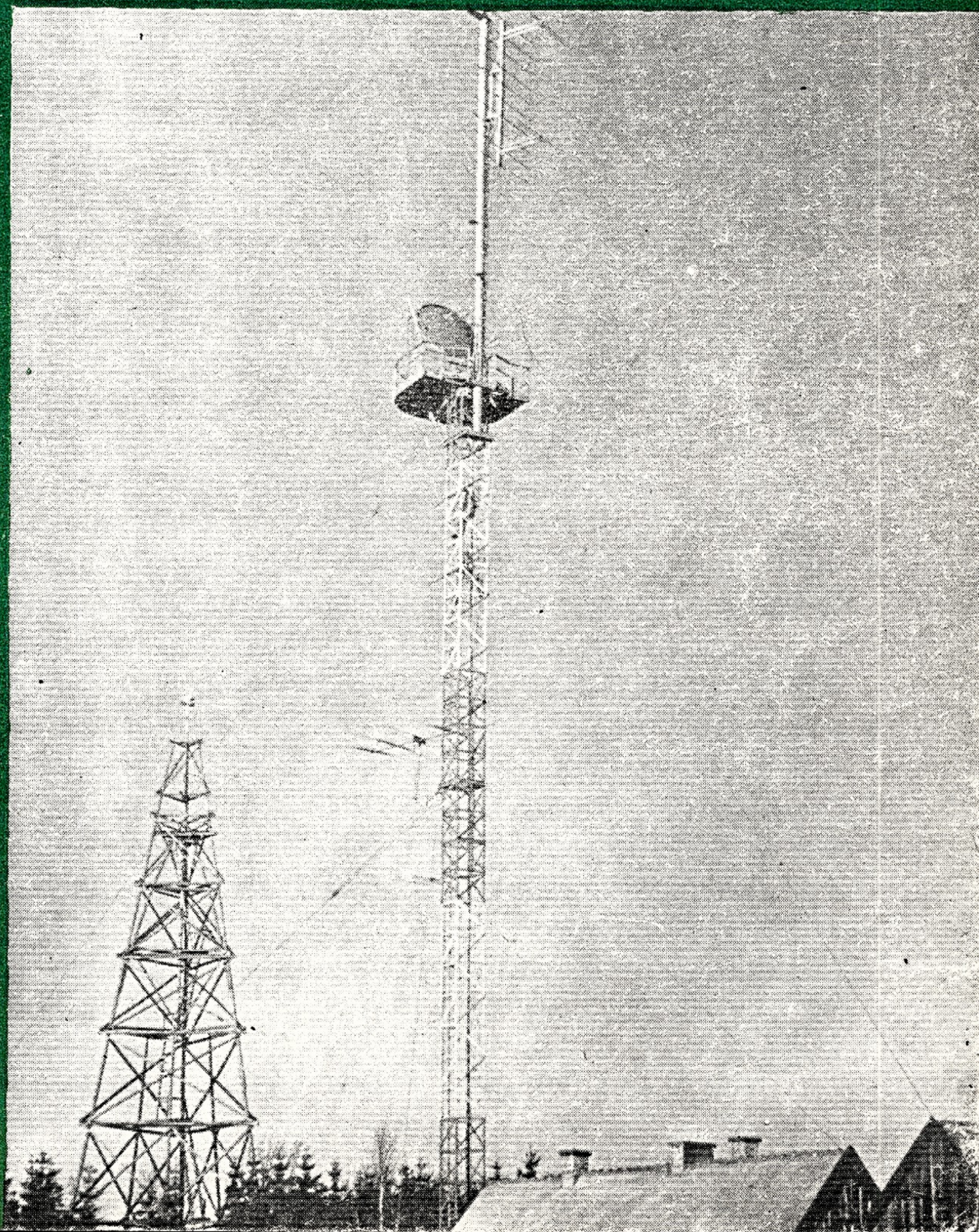
Radioamator

W numerze:

- Zastosowanie tranzystorów w urządzeniach przekaźnikowych
- Kilowoltomierz jonizacyjny
- Regulator dynamiki audycji
- Zespoły głośnikowe (dokończenie)
- Wskazówki do projektowania krótkofalowych odbiorników

MARZEC
1959 R.
ROK IX Nr 3



TREŚĆ NUMERU

	Str.
Z KRAJU I ZAGRANICY	1
ZASTOSOWANIE TRANZYSTORÓW W URZĄDZENIACH PRZEKAŹNIKOWYCH — inż. *J. Justat*	3
KILOWOLTOMIERZ JONIZACYJNY — *J. Augustynowicz* . .	8
REGULATORY DYNAMIKI AUDYCJI — *A. J.*	9
ZWALCZANIE ZAKŁÓCEŃ POWODOWANYCH PRZEZ RADIOSTACJE AMATORSKIE — *St. Workiewicz*	13
POMIARY NAPIĘĆ ZA POMOCĄ ZWYKŁEGO WIELOZAKRESOWEGO WOLTOMIERZA W OBWODACH ELEKTRYCZNYCH O DUŻYCH OPORNOŚCIACH — inż. *St. Czerkas* . .	16
ZESPOŁY GŁOŚNIKOWE (dok.) — *A. W.*	18
STOSOWANIE ZASTĘPCZYCH LAMP ELEKTRONOWYCH — *J. Fijałkowski*	23
ODPOWIEDZI REDAKCJI	26
KF I UKF	
WSKAZÓWKI DO PROJEKTOWANIA KRÓTKOFALOWEGO ODBIORNIKA KOMUNIKACYJNEGO — *A. Jankowski SP3PJ*	27
PORADY	32
PRZEGLĄD WYDAWNICTW	III str. okł.

Nasza okładka: *Stacja przekaźnikowa na Dylewskiej Górze (woj. olsztyńskie) przekazująca program telewizyjny z Warszawy do Gdańska*

Miesięcznik RADIOAMATOR — Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa, ul. Kazimierzowska 52
Redaguje KOMITET REDAKCYJNY. Adres redakcji: Warszawa 1, ul. Nowowiejska 1, tel. 21-34-06

Zamówienia i przedpłaty na prenumeratę przyjmowane są w terminie do dnia 15-go miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty przez Urzędy Pocztowe, listonoszy oraz Oddziały i Delegatury „Ruchu". Można również zamówić prenumeratę dokonując wpłaty na konto PKO Nr 1-6-100020 — Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch" — Warszawa, ul. Srebrna 12.

Cena prenumeraty: kwartalnej zł 15.—, półrocznej zł 30.—, rocznej zł 60.—.

Cena prenumeraty zagranicą jest o 40% wyższa od ceny podanej wyżej. Przedpłaty na tę prenumeratę przyjmuje na okresy kwartalne, półroczne i roczne Przedsiębiorstwo Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch" w Warszawie, Wilcza 46 za pośrednictwem PKO — Warszawa konto Nr 1-6-100024.

Egzemplarze zdezaktualizowane można nabywać w sklepie przy ul. Wiejskiej 14 w Warszawie. Zamówienia spoza Warszawy należy kierować do Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch", Warszawa, ul. Srebrna 12.

Ogłoszenia w cenie zł 10.50 za 1 cm² na stronach okładkowych w wymiarach do 240 cm² lub ogłoszenia drobne w cenie 3 zł za wyraz, przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacyjnych w Warszawie, ul. Kazimierzowska 52.

Nakład 30 090 egz. Ark. 4. Papier druk. sat. V kl., 60 k. AO. Podpisano do druku 4.III.1959 r. Druk ukończono 8.III.1959 r.
Zakł. Graf. RSW „Prasa", Warszawa, Smolna 12. Zam. 181. W-22.

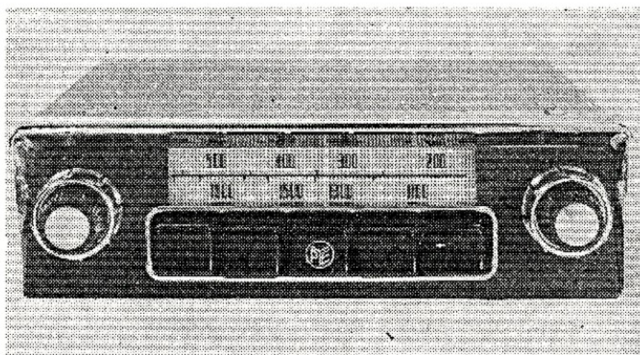
Radioamator

ROK IX MARZEC 1959 Nr 3

Z kraju i zagranicy

Lampowo-tranzystorowy odbiornik samochodowy firmy Pye

Od pewnego już czasu angielska firma Pye produkuje seryjnie 5-zakresowe odbiorniki samochodowe wyposażone w klawiszowy przełącznik podzakresów, który dzieli zakres fal średnich na 4 podzakresy, zaś klawisz piąty obsługuje zakres fal długich zawierający się w granicach 1050—1970 m. Bardzo oryginalnie i pod kątem oszczędności został rozwiązany stopień końcowy odbiornika, w którym pracuje tranzystor mocy *OC16* dający na wyjściu efektywną moc 2 W. Wzmocnienie m.cz. oraz przemiana odbywa się na lampach *ECH84*, natomiast wzmacniacze pośr.cz. pracują na lampie *EBF83*. W związku z tą inowacją całkowity pobór mocy ze źródeł zasilania o napięciu 12 V wynosi ok. 1 A. Ponadto odbiornik ten posiada obwody drukowane, co w znacznym stopniu wyklucza możliwość uszkodzeń (o które nie trudno przy wstrząsach mechanicznych). Biorąc pod uwagę nieduże wymiary gabarytowe odbiornika (180 x 180 x x 50 mm) i stosunkowo mały pobór prądu ze źródeł zasilania może być on eksploatowany także na łodziach lub jachtach.

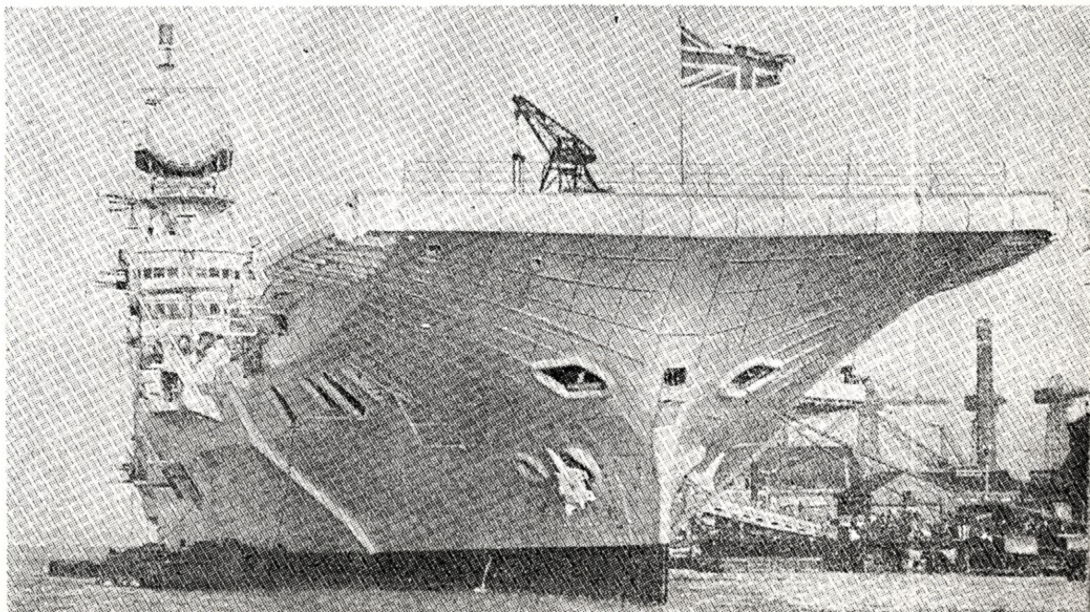


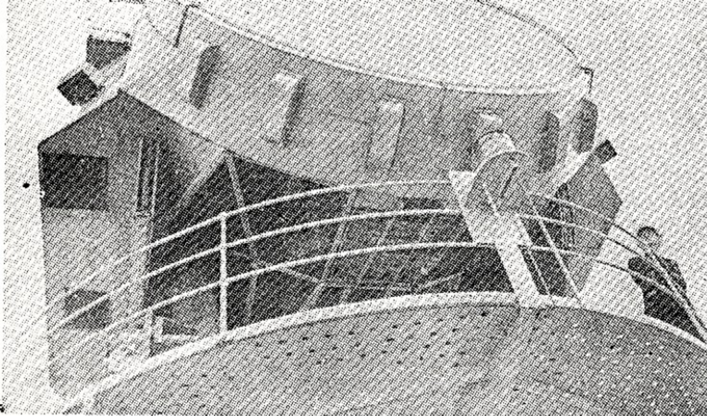
Częściowo „utranzystorowany" odbiornik samochodowy

Urządzenie radarowe na lotniskowcu „Victorius"

Ostatnio zakończono w Anglii przebudowę okrętu — weterana II wojny światowej, obecnego lotniskowca „Victorius". Ten jeden z największych dziś lotniskowców świata wyposażony jest według oceny rzeczoznawców m. in. w najlepsze urządzenia radarowe f-my Marconi. Mają one mu służyć do skutecznej obrony przeciwlotniczej oraz do naprowadzania lądujących w nocy samolotów — nawet w niesprzyjających warunkach atmosferycznych. Obserwacje uzyskane za pomocą urządzeń radarowych przekazuje się półautomatycznym systemem elektronowym na dwa umieszczone pod pokładem ekrany. Tego rodzaju rozeznanie sytuacji powietrznej jest podstawą do wy-

Victorius — jeden z największych lotniskowców na świecie (Anglia)



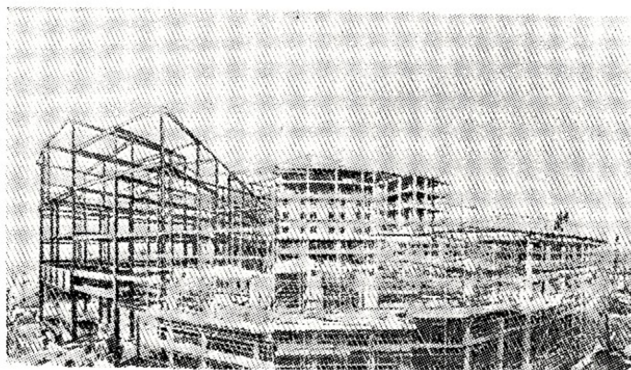


Antena wprowadzającego urządzenia radarowego umieszczona wysoko ponad pokładem

dawania odpowiednich dyspozycji. Na uwagę zasługuje zastosowanie pochyłego pokładu (pod kątem 8,75° w stosunku do poziomu) oraz specjalnych katapult wyrzutowych, umożliwiających bezpieczny start. Lotniskowiec zabiera 72 samoloty oraz 4 śmigłowce. Zamieszczone zdjęcia przedstawiają widok ogólny lotniskowca oraz jedną z anten urządzenia radarowego.

Telewizja angielska

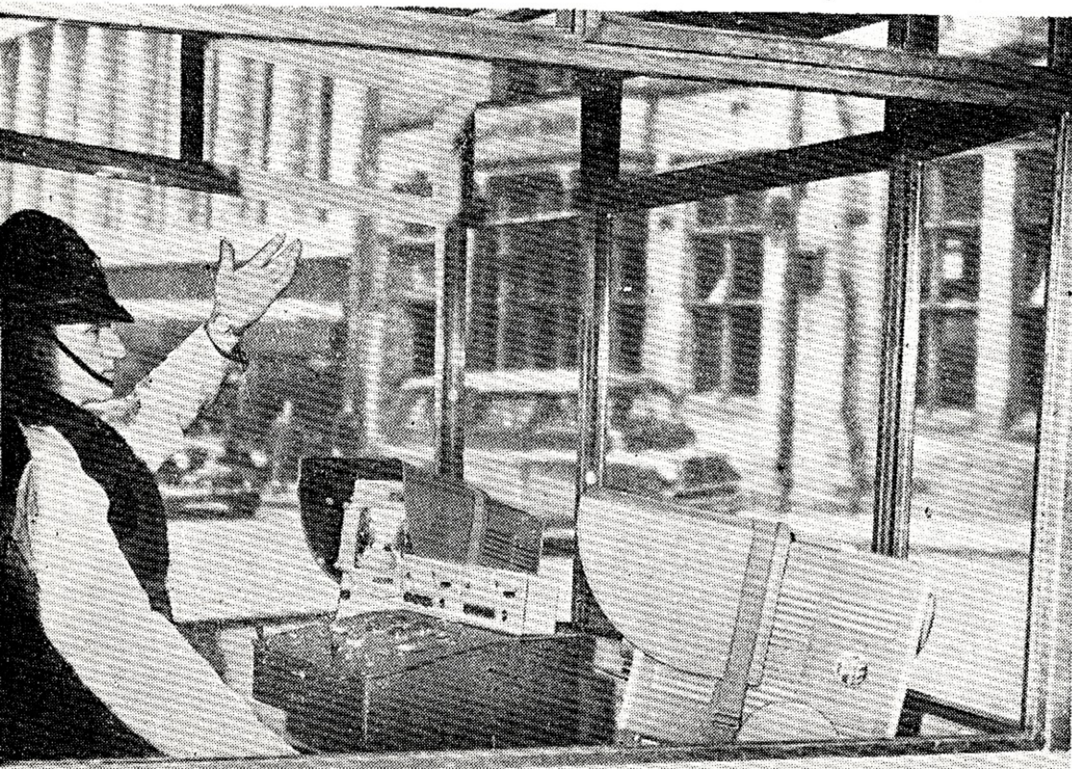
Budowa telewizji angielskiej postępuje w szybkim tempie naprzód. Obecnie budowany jest wielki ośrodek telewizyjny w Londynie. Będzie on wyposażony w kilkadziesiąt nadzwyczaj czułych kamer ortikonowych. Na zamieszczonym zdjęciu widoczny jest stan zaawansowania budowy nowopowstającego ośrodka.



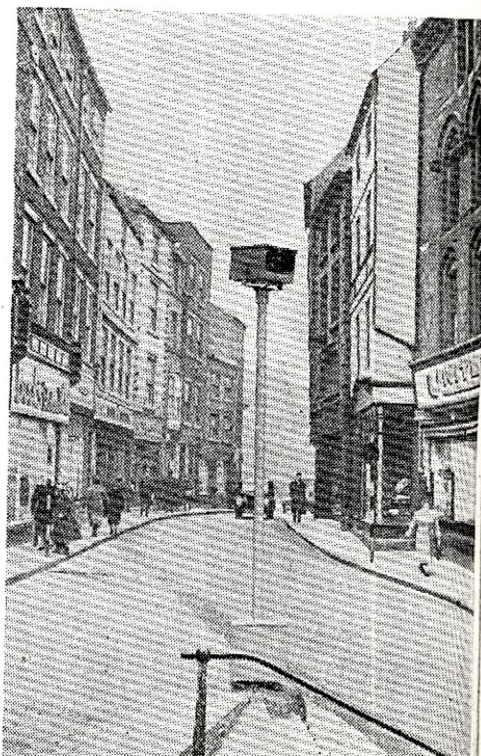
Telewizja w służbie ruchu ulicznego

W angielskim mieście Durham zastosowano niedawno system przewodowej telewizji przemysłowej (produkcji f-my Pye Cambridge) do kontroli i kierowania ruchem ulicznym. Na skrzyżowaniach najbardziej ruchliwych ulic miasta zainstalowano „obserwujące" kamery telewizyjne, a monitory kontrolne umieszczono w budkach dyżurnych policjantów. System ten jest o wiele sprawniejszy od dotychczasowego. Obliczono, że przy łącznej liczbie 12 000 pojazdów przejeżdżających przez centrum miasta podczas dnia zaoszczędza się 10 300 pojazdogodzin, co daje oszczędność pieniężną rzędu 5000 funtów rocznie.

Monitory kontrolne w budce dyżurnego policjanta



Kamera na stanowisku na skrzyżowaniu ulic



Inż. J. Justat

Zastosowanie tranzystorów w urządzeniach przekaźnikowych

URZĄDZENIA PRZEKAŹNIKOWE znajdują olbrzymie zastosowanie we wszystkich niemal dziedzinach techniki. Kilka przykładów najlepiej wykaże, w jak różnych dziedzinach można je z powodzeniem stosować.

Aby zabezpieczyć pracownika obsługującego prasę lub inne podobne urządzenie, przed uruchomieniem maszyny, w chwili gdy jego ręka znajduje się wewnątrz przyrządu — stosuje się często zabezpieczenie składające się ze źródła światła, fotokomórki i przekaźnika. Jeżeli ręka znajdzie się wewnątrz maszyny, przerywa strumień światła padającego na fotokomórkę. Układ przekaźnikowy sterowany fotokomórką przerywa obwód zasilania maszyny, uniemożliwiając włączenie.

Podobnie zbudowane są urządzenia alarmowe sygnalizujące wtargnięcie kogoś niepowołanego na strzeżony teren lub powstanie pożaru w miejscu trudno dostępnym. Strumień światła będzie w tym przypadku przerwany przez osobę wchodzącą na strzeżony teren lub przesłoniony przez dym pochodzący z pożaru. Przekaźnik włączy prąd do przyrządu alarmującego, np. syreny.

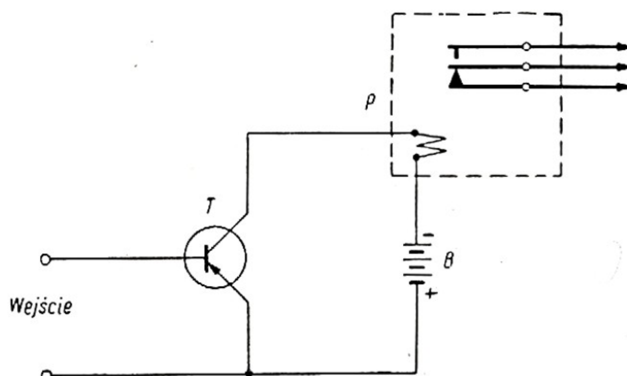
W nowoczesnych fabrykach często stosowane są przekaźnikowe układy służące do liczenia lub sortowania wyrobów. Amatorzy, budujący zdalnie sterowane modele okrętów, samolotów itp. często używają rozmaitych układów z przekaźnikami. W fotografice używa się przekaźników do kontroli czasu naświetlania papierów fotograficznych.

Podane przykłady bynajmniej nie wyczerpują wszystkich możliwości stosowania układów tego typu. Pokazują tylko pewne fragmenty dla podkreślenia różnorodności stosowań układów przekaźnikowych.

Zazwyczaj sygnały dostarczone przez czujnik (np. fotokomórkę, termoelement itp.) są zbyt słabe, aby mogły uruchomić zwykły przekaźnik, np. typu telefonicznego, potrzebujący kilkadziesiąt miliwatów mocy do pewnego zadziałania. Specjalne przekaźniki o dużej czułości są bardzo drogie i delikatne, a ich kontakty trudne do regulowania nie pozwalają na przepuszczanie przez nie większych prądów. Ze względu na koszt i pewność działania układu lepiej kalkuluje się zastosowanie mniej czułego przekaźnika i wzmacniacza wzmacniającego sygnały dostarczane przez czujnik. Do tego rodzaju wzmacniaczy szczególnie dobrze nadają się tranzystory ze względu na małe wymiary, mały pobór energii, dużą trwałość i pewność działania.

Zasada działania przekaźnika ze wzmacniaczem tranzystorowym

Ideowy schemat przekaźnika elektromagnetycznego wzbudzanego przez wzmacniacz tranzystorowy pokazany jest na rys. 1. Cewka przekaźnika P włączona jest szeregowo w obwód kolektora. Tranzystor pracuje w układzie ze wspólnym emiterem. Sygnał sterujący doprowadzany jest do bazy tranzystora.



Rys. 1. Schemat ideowy przekaźnika sterowanego tranzystorem

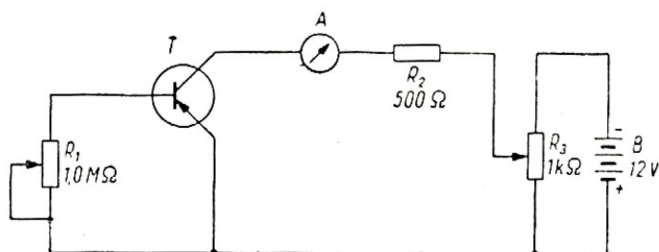
Układ ten jest obciążony dwoma poważnymi wadami. Pierwsza wada związana jest z zależnością prądu zerowego I'_{KO} od temperatury. Mianowicie wzrost temperatury tranzystora spowoduje znaczny przyrost prądu zerowego. W przybliżeniu można powiedzieć, że podniesienie się temperatury złącza w tranzystorze o 20°C spowoduje wzrost prądu zerowego o 100%. Istnieje więc niebezpieczeństwo zadziałania przekaźnika nawet wtedy, gdy na wejściu wzmacniacza nie będzie żadnego sygnału. Wystarczy, aby temperatura otoczenia podniosła się z jakichkolwiek przyczyn o kilkanaście stopni.

Druga wada omawianego układu związana jest z samym przekaźnikiem. Uzwojenie cewki przekaźnika posiada dużą indukcyjność. W chwili, gdy prąd przestanie płynąć przez przekaźnik, powstanie silne przepięcie spowodowane przez indukcyjność cewki. Napięcie to może spowodować przebicie i zniszczenie tranzystora. Omówione wady można znacznie zmniejszyć przez dobranie właściwych warunków pracy tranzystora.

Przede wszystkim należy stosować tranzystory o małym współczynniku wzmocnienia prądowego h'_{21} czyli β (w układzie ze wspólnym emiterem), np. *TC11* produkcji krajowej. Tranzystory tego rodzaju mają stosunkowo niewielki prąd zerowy I'_{KO}, który jest zależny od współczynnika h'_{21}. Upraszczając nieco zagadnienie — można powiedzieć, że im większy współczynnik h'_{21} tym większy prąd zerowy I'_{KO}. Zagadnienie to było zresztą szerzej omawiane w jednym z poprzednich artykułów o tranzystorach drukowanych w RADIOAMATORZE. Warun-

ki pracy należy tak dobrać, aby napięcie kolektora nie przekraczało 6÷8 V, a prąd kolektora kilku miliamperów. Pomimo tych ograniczeń opisany układ nie powinien pracować w pomieszczeniach, gdzie temperatura przekracza 40÷45°C.

Aby bliżej zapoznać się ze zjawiskami związanymi z prądem zerowym, warto przeprowadzić kilka bardzo prostych eksperymentów. Po zmontowaniu układu pokazanego na rys. 2 ustawić napięcie kolektora na 6 V, a potencjometr R_1 w pozycji, dla której oporność jest równa zeru. Zakres miliamperomierza 1 mA. Opornik 500 Ω zabezpiecza miliamperomierz przed ewentualnym uszkodzeniem.



Rys. 2. Układ do badania zależności prądu I_{KO} od temperatury

Próby można przeprowadzić z dowolnym typem tranzystora np. *TC11*, *TC13*, *TC15* z tym, że wyniki będą najbardziej wyraźne przy tranzystorze *TC15*. Prąd płynący w miliamperomierzu będzie miał wartość rzędu 80 ÷ 150 μA jeżeli $R_1 = 0$, czyli baza jest zwarta z emiterem. Zwiększaniu oporności R_1 będzie towarzyszył wzrost prądu zerowego kolektora. Dopiero gdy wartość tej oporności przekroczy 500÷700 kΩ przestanie się zmieniać prąd kolektora, ustalając się w granicach 1÷2 mA.

Następnym eksperymentem będzie ogrzanie tranzystora. Potencjometr R_1 powinien być nastawiony na 0,5÷1 MΩ. Aby podgrzać tranzystor, wystarczy potrzymać go kilka minut w palcach. Prąd kolektora znacznie wzrośnie. Regulując potencjometrem R_3 napięcie kolektora łatwo ustalić, że wzrostowi napięcia towarzyszy wzrost prądu kolektora i odwrotnie. Pomiar prądu zerowego kolektora można przeprowadzić z kolei przy silnie ochłodzonym tranzystorze. Okaże się wtedy, że wartość jego będzie znacznie mniejsza, wielkość jego będzie jednak w dalszym ciągu zależała od napięcia kolektora.

Gdyby powtórzyć opisane doświadczenia z tranzystorem *TC11*, który ma mniejszy współczynnik wzmocnienia, okazałoby się, że prąd zerowy kolektora będzie znacznie mniejszy w każdej sytuacji.

Opisane doświadczenia wskazują wyraźnie, że zagadnienie zależności warunków pracy tranzystora od temperatury nie jest tak ważne, jeśli użyty jest tranzystor o niewielkim współczynniku wzmocnienia, oporność pomiędzy bazą a emiterem jest niewielka, a napięcie kolektora ma możliwie małą wartość.

Tranzystor jako przełącznik

W większości urządzeń przekaźnikowych tranzystor pełni rolę swojego rodzaju przełącznika. Użyto określenia „swojego rodzaju", ponieważ oprócz przełączania tranzystor ma działanie wzmacniające. Problem ten najłatwiej wyjaśnić przeprowadzając prosty eksperyment z układem pokazanym na rys. 3. Miliamperomierz *A* powinien mieć zakres 5÷10 mA. Żaróweczka *Ż* jest typu telefonicznego. Została ona wybrana do doświadczenia, ponieważ pobiera stosunkowo mały prąd, szczególnie przy obniżonym napięciu. Przed włączeniem baterii B_2 potencjometr R_2 należy ustawić w położeniu maksymalnej oporności, a R_1 w prawym skrajnym położeniu (znaczy to, że baza tranzystora powinna mieć potencjał emitera, jeżeli przełącznik P_{rz} znajduje się w pozycji 2). Po uruchomieniu układu potencjometrem R_2 należy ustalić prąd bazy na 2 mA. Przełącznik P_{rz} powinien znajdować się w pozycji 1. Łatwo sprawdzić, że dalsze zwiększanie prądu bazy nie będzie miało wpływu na jasność świecenia żaróweczki, prąd płynący przez nią będzie miał wartość około 30 mA, a oporność w czasie pracy rzędu 400 Ω. Dla włączenia w obwodzie żaróweczki prądu 30 mA potrzebny jest prąd bazy rzędu 2 mA. Możemy teraz łatwo obliczyć moc P_w potrzebną do sterowania prądu żaróweczki.

$$P_w = I^2_B \cdot R_{we} = (2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 250 = 1 \cdot 10^{-3} W = 1 \text{ mW}$$

gdzie:

R_{we} — oporność wejściowa tranzystora ∾ 250 Ω.

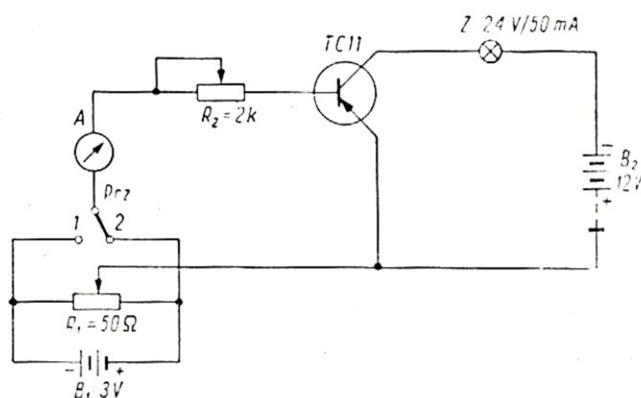
Moc tracona w żarówce:

$$P_z = 12 \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 360 \text{ mW}$$

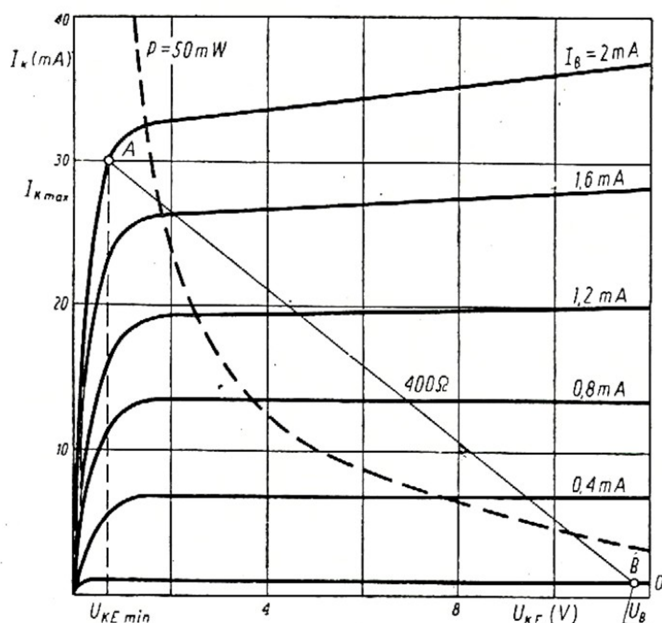
$$\frac{P_z}{P_w} = \frac{360}{1} = 360$$

Wyrażenie $\frac{P_z}{P_w}$ przypomina nam wzmocnienie mocy, które to pojęcie jest często używane przy wzmacniaczach tranzystorowych.

W przypadku tranzystora pracującego jako przełącznik trudno jednak mówić o wzmocnieniu w dotychczasowym znaczeniu tego słowa. Tutaj w pracy tranzystora wy-



Rys. 3. Układ do badania tranzystora jako przełącznika



Rys. 4. Rodzina charakterystyk typu $I_K = f\ (U_{KE})\ I_B = \text{const}$

stępują tylko dwa stany: „włączony" — gdy przez tranzystor płynie pełny prąd i „wyłączony", kiedy prąd kolektora praktycznie nie płynie wcale. W związku z tym pojęcia używane przy wzmacniaczach, takie jak „wzmocnienie mocy", „moc tracona w tranzystorze", „moc użyteczna" itp. nabierają zupełnie innego znaczenia.

Analizę pracy tranzystora-przełącznika można przeprowadzić, posługując się rodziną charakterystyk $I_K = f\ (U_{KE})\ I_B = \text{const}$ pokazaną na rys. 4. Punkty A i B na charakterystyce odpowiadają dwóm zasadniczym stanom tranzystora, punkt A „włączony", a B — „wyłączony". Prosta pracy 400 Ω przebiega przez obszar pola charakterystyk leżący poza hiperbolą mocy. Nie ma to jednak żadnego znaczenia, chodzi tylko o to, aby w punkcie A nie była przekroczona dopuszczalna moc strat w tranzystorze. Dla tranzystora *TC11* P_{max} = 50 mW, natomiast w czasie pracy tranzystora w punkcie A moc strat w tranzystorze

$$P_s = I_{K\,max} \cdot U_{KE\,min} =$$
$$= 30 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}5 = 15\ \text{mW} < P_{max},$$

a więc tranzystor nie jest przeciążony.

Gdyby tranzystor był idealnym przełącznikiem, to jego oporność w stanie „włączonym" byłaby równa zeru, a w stanie „wyłączonym" nieskończenie wielka. W praktyce jest naturalnie nieco inaczej. Łatwo to zresztą obliczyć. Oporność tranzystora w czasie, gdy przewodzi on prąd jest równa

$$R_o = \frac{U_{KE\,min}}{I_{K\,max}} = \frac{0{,}5}{30 \cdot 10^{-3}} \cong 17\ \Omega,$$

a oporność w czasie gdy tranzystor nie przewodzi

$$R_z = \frac{U_B}{I'_{KO}} = \frac{12}{100 \cdot 10^{-3}} = 120\ \text{k}\Omega$$

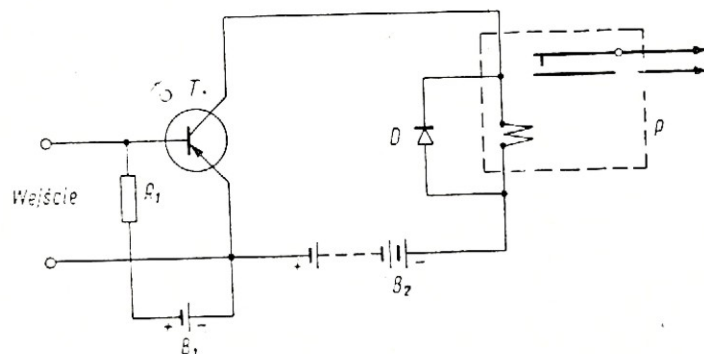
Oporność R_z tranzystora można znacznie zwiększyć. Należy w tym celu tak ustawić potencjometr R_1, aby w pozycji *2* przełącznika P_{rz} baza tranzystora miała potencjał dodatni względem emitera. Napięcie pomiędzy kontaktem *2* przełącznika a ślizgaczem potencjometra powinno być w granicach 0,5 ÷ 1 V. Prąd zerowy kolektora zmaleje do około 10 µA, a R_z osiągnie wartość rzędu 1 MΩ.

Omawiając pracę tranzystora-przełącznika — warto jeszcze wspomnieć, że ilość przełączeń, jaką może wykonać tranzystor w jednostce czasu jest ograniczona i zależna od częstotliwości granicznej danego tranzystora.

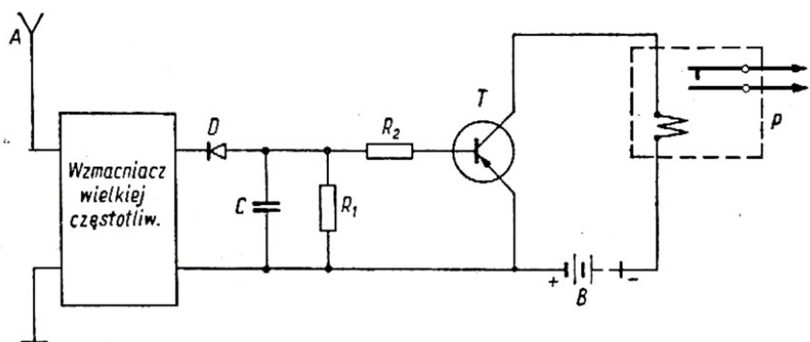
Przykłady zastosowań urządzeń przekaźnikowych z tranzystorami

W pierwszej części tego artykułu omówiono najprostszy przekaźnik sterowany tranzystorem oraz jego dwie zasadnicze wady: zależność od temperatury i niebezpieczeństwo przebicia tranzystora. W układzie przedstawionym na rys. 5 wprowadzono ulepszenia usuwające obydwie wady. Bateria B_1 pozwala na dodatnią polaryzację bazy tranzystora, zmniejszając w ten sposób bardzo znacznie prąd zerowy kolektora. Wartość opornika dobiera się zależnie od rodzaju tranzystora (małe, względnie duże wzmocnienie) i od napięcia baterii B_1. Np. dla tranzystora *TC13* i U_{B1} = 1,5 V R_1 powinien być rzędu 5 kΩ. Korzystniej jest stosować większe napięcie baterii B_1, ponieważ można zwiększyć wtedy proporcjonalnie oporność R_1. Oporność wejściowa wzmacniacza będzie dzięki temu znacznie większa.

Dioda germanowa ostrzowa D zabezpiecza tranzystor przed przebiciem w chwili, gdy zanika prąd w cewce przekaźnika P. Dioda włączona jest w taki sposób, aby zwierała napięcie wsteczne indukowane w cewce w momencie wyłączenia przekaźnika, jeżeli jednak przez przekaźnik płynie normalny prąd skierowany od tranzystora do prze-



Rys. 5. Schemat ulepszonego przekaźnika sterowanego tranzystorem



Rys. 6. Układ odbiornika dla sterowanych modeli

kaźnika, dioda nie przewodzi. Można tu zastosować dowolną diodę germanową np. *TA11* lub *TA21* produkcji krajowej.

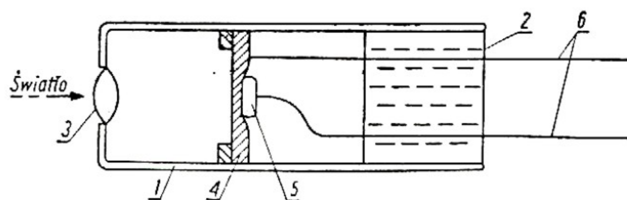
Amatorów zajmujących się konstrukcją modeli zdalnie sterowanych może zainteresować prosty układ pokazany na rys. 6. Składa się on z anteny, wzmacniacza w.cz., detektora oraz przekaźnika sterowanego przez tranzystor.

Sygnały wysyłane przez nadajnik znajdujący się w pewnej odległości od modelu sterowanego są odbierane przez antenę, wzmacniane we wzmacniaczu w.cz., a następnie poddawane detekcji. Sygnały sterujące w postaci impulsów prądu stałego o czasie trwania regulowanym przez nadajniki wzmacniane są teraz przez tranzystor i uruchamiają przekaźnik.

Aby wysterować zwykły przekaźnik telefoniczny pobierający około 80 mW należy doprowadzić do tranzystora sygnał o mocy 2÷5 mW, zależnie od rodzaju użytego tranzystora. Wartości kondensatora *C* i oporników R_1 i R_2 muszą być dobrane w zależności od częstotliwości nadajnika i napięcia (mocy) potrzebnej do sterowania tranzystora.

Do detekcji nadaje się w praktyce każda dioda germanowa ostrzowa. Jeżeli tranzystor nie musi zbyt silnie wzmacniać, można użyć *TC11*, jeżeli zależy na dużym wzmocnieniu lepsze wyniki można uzyskać stosując tranzystor *TC13*.

Szczególnie szerokie zastosowanie mają urządzenia przekaźnikowe, w których rolę czujnika spełnia fotodioda lub fototranzystor. Ponieważ fotodioda i fototranzystor są elementami stosunkowo niedawno skonstruowanymi i u nas mało rozpowszechnionymi — warto w kilku słowach omówić ich właściwości. W odróżnieniu od dotychczas znanych przyrządów światłoczułych fotodioda, w zależności od układu, może pracować jako fotoopór lub jako fotoogniwo. Innymi słowy — w jednym układzie oporność jej zmienia się zależnie od oświetlenia; przy zastosowaniu zaś innego układu połączeń na zaciskach fotodiody pod wpływem oświetlenia występuje pewna siła elektromotoryczna. Pod względem konstrukcyjnym fotodioda nie różni się swoją budową od diody germanowej warstwowej, posiada jedynie soczewkę wmontowaną w obudowę, która umożliwia zogniskowanie padających na fotokomórkę promieni świetlnych, dokładnie na złączu. Na rys. 7 pokazana jest w sposób schematyczny budowa fotodiody. Jeżeli do fotodiody dołączyć napięcie zasilające rzędu 6 V, tak że minus będzie połączony z kolektorem a plus z bazą, to w obwodzie popłynie mały prąd rzędu kilku mikroamperów, tzw. prąd ciemny. Po oświetleniu złącza prąd ten wzrośnie zależnie od intensywności oświetlenia do kilkudziesięciu, a nawet kilkuset mikroamperów. W opisanym układzie fotodioda działa jako fotoopór. Bezpośrednio do fotodiody można dołączyć teraz mikroamperomierz, odłączając jednocześnie napięcie zasilające. Po oświetleniu złącza zacznie płynąć prąd, który, tak jak poprzednio, zależeć będzie od intensywności oświetlenia. Fotodioda jest teraz fotoogniwem.



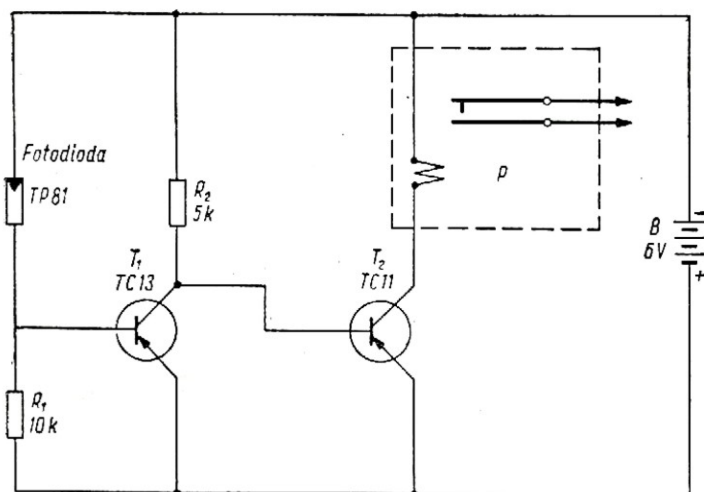
Rys. 7. Zasada budowy fotodiody

1 — obudowa, 2 — przepust izolacyjny, 3 — soczewka, 4 — płytka z germanu typu „π", 50 — kulka indowa wtopiona w płytkę germanową, 6 — wyprowadzenia bazy i kolektora

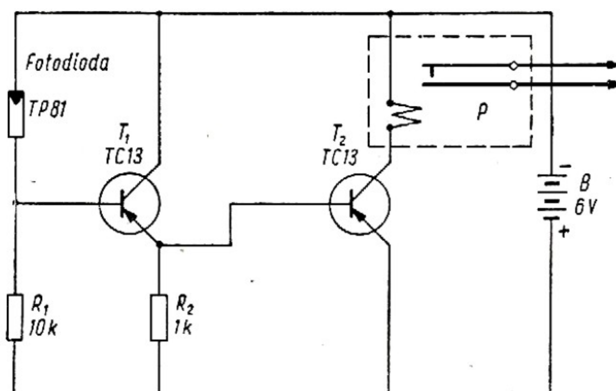
Fotodiody są obecnie coraz częściej stosowane, ponieważ wydajność ich jest znacznie większa niż innych, dotychczas używanych fotokomórek.

Jeszcze większą czułością odznacza się fototranzystor. Jak nazwa wskazuje, jest on zbudowany podobnie jak zwykły tranzystor, tzn. posiada bazę, emiter i kolektor. Na zewnątrz wyprowadzony jest jedynie emiter i kolektor. Źródło zasilania przyłącza się plusem do emitera i minusem do kolektora. Światło powinno padać na obszar pomiędzy emiterem i bazą, prąd wywołany oświetleniem będzie kilkadziesiąt razy większy niż w fotodiodzie (oczywiście, jeżeli intensywność oświetlenia będzie w obydwu przypadkach jednakowa). Pewną wadą fototranzystora jest nieliniowa zależność prądu od oświetlenia. Poza tym fototranzystory dopiero wchodzą do produkcji seryjnej w Europie i są oczywiście bardzo drogie. Fotodiody natomiast były już produkowane w Polsce w Ośrodku Doświadczalnym Półprzewodników (typ *TP81*).

Na rys. 8 przedstawiono prosty układ przekaźnikowy sterowany fotodiodą z dwustopniowym wzmacniaczem tranzystorowym. Do wyłączenia 80-miliwatowego przekaźnika wystarczy, aby przez fotodiodę płynął prąd rzędu 50 μA. W urządzeniu tym obydwa tranzystory pracują w układzie ze wspólnym emiterem. Fotodioda włączona pomiędzy minus zasilacza i bazę tranzystora pracuje jako fotoopór. Przekaźnik włączony jest w obwód kolektora drugiego stopnia wzmocnienia. Układ działa następująco: jeżeli fotodioda nie jest oświetlona, prąd przez nią ani przez bazę pierwszego tranzystora nie płynie. Prąd kolektora tego tranzystora jest praktycznie równy zeru, a co za tym idzie — na oporniku R_1 nie będzie

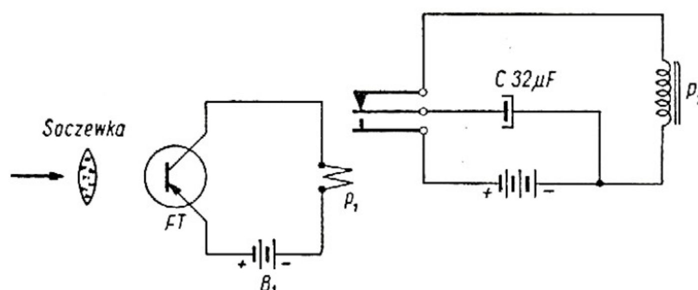


Rys. 8. Przekaźnik ze wzmacniaczem tranzystorowym sterowany fotodiodą

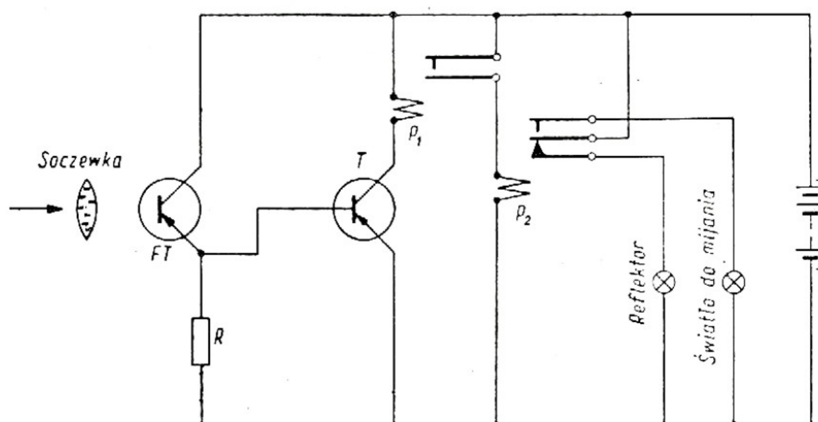


Rys. 9. Inny układ przekaźnika sterowanego fotodiodą

żadnego spadku napięcia. Wobec tego przez tranzystor T_2 będzie płynął duży prąd, który uruchomi przekaźnik *P*. Jeżeli na fotodiodę padnie światło — popłynie przez nią i przez bazę tranzystora T_1. Prąd kolektora wywoła duży spadek napięcia na oporniku R_2, równy niemal napięciu zasilacza. Przestanie płynąć prąd bazy, a więc i prąd kolektora przez tranzytor T_2. Przekaźnik zostanie wyłączony. W opisanym układzie strumień światła padający na fotodiodę powoduje wyłączenie przekaźnika. Na rys. 9 przedstawiony jest układ działający odwrotnie, tzn. strumień światła padający na fotodiodę powoduje zadziałanie przekaźnika *P*. Tranzystor T_1 pracuje w układzie wspólnego kolektora, układ drugiego stopnia wzmacniacza nie uległ zmianie. Zasada działania tego układu jest taka sama, jak poprzedniego i nie wymaga oddzielnego omawiania. Obydwa układy podane w katalogu firmy „Siemens" wypróbowane z fotodiodą i tranzystorami krajowymi działały bez zarzutu. Rys. 10 pokazuje prosty układ licznika fotoelektrycznego, w którym został użyty fototranzystor. Urządzenie tego typu może służyć do liczenia przedmiotów przesuwających się na taśmie produkcyjnej przed stanowiskiem kontrolnym. Poszczególne przedmioty poruszając się pomiędzy źródłem światła i fototranzystorem *FT* powodują zadziałanie przekaźnika P_1, który z kolei włącza impulsy prądu do cewki licznika elektromagnetycznego P_2.



Rys. 10. Schemat ideowy licznika fotoelektrycznego



Rys. 11. Schemat ideowy urządzenia do automatycznego przełączania świateł w samochodach

Na zakończenie jeszcze jeden przykład zastosowania fototranzystora, tym razem w nowoczesnych samochodach. Urządzenie to służy do automatycznego przełączania reflektorów w samochodzie na światła do mijania, jeżeli z przeciwnej strony nadjeżdża inny samochód. Zasada działania układu jest dosyć prosta (rys. 11). Światło nadjeżdżającego z przeciwka pojazdu pada na fototranzystor *FT*, który dzięki temu zaczyna przewodzić prąd. Prąd ten wzmocniony przez tranzystor *T* uruchamia przekaźnik wstępny P_1 o dużej czułości, ten zaś załącza przekaźnik P_2 posiadający kontakty mogące wytrzymać duży prąd pobierany przez żarówki. P_2 wyłącza wtedy reflektory, włączając jednocześnie krótkie światła do mijania.

Kończąc ten artykuł chciałbym jeszcze raz podkreślić, że opisane przykłady zastosowań tranzystorów w urządzeniach przekaźnikowych nie wyczerpują wszystkich możliwości, które w rzeczywistości są o wiele szersze. Chodziło mi tylko o pokazanie różnorodności dziedzin, w których układy tego rodzaju mogą znaleźć zastosowanie.

J. Augustynowicz

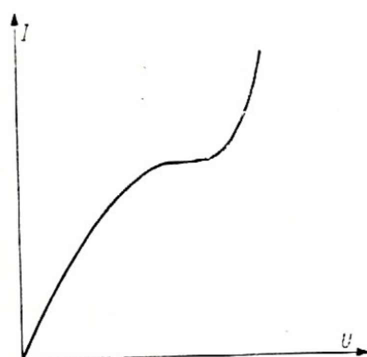
KILOWOLTOMIERZ JONIZACYJNY

PRZY POMIARZE napięć w.cz. wymagana jest duża oporność wewnętrzna i mała pojemność wejściowa miernika. Dla wysokich napięć rzędu kilowoltów używa się powszechnie kosztownych woltomierzy lampowych ze specjalną sondą.

Rys. 1

Opisany poniżej „kilowoltomierz jonizacyjny“,*) niezmiernie prosty w konstrukcji i tani, pozwala na statystyczny pomiar wysokich napięć w.cz. i m.cz.

Zasada działania tego kilowoltomierza jest następująca.



Rys. 2

Pod wpływem silnego pola elektrycznego następuje jonizacja gazu w neonówce. Oporność zjonizowanej strefy między elektrodami neonówki mierzona jest przyrządem magnetoelektrycznym w układzie omomierza — rys. 1. Ponieważ wielkość jonizacji gazu zależy od natężenia pola elektrycznego — stąd wniosek, że przy wzroście wysokiego napięcia nastąpi zmniejszenie oporności zjonizowanej strefy i większe wychylenie wskazówki przyrządu. W kilowoltomierzu jonizacyjnym najlepiej stosować większe neonówki o małej oporności wewnętrznej, przez co czułość wskaźnika może być mniejsza. W takich neonówkach elektrody mają dość dużą powierzchnię i są blisko siebie położone.

Na rys. 2 przedstawiona jest zależność natężenia prądu od napięcia w gazach. W modelu zastosowano mały stabilizator jarzeniowy „stabiliwolt“, typ *STV 70/6*, a jako wskaźnik — przyrząd o czułości 1 mA w układzie omomierza.

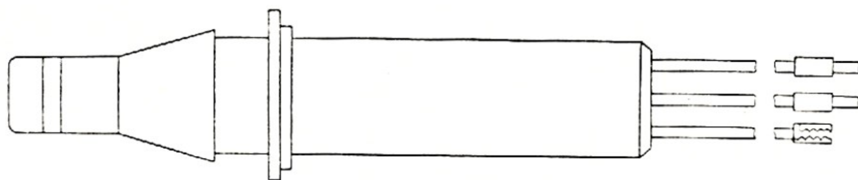
Na szklaną część stabilizatora nałożono pierścień z folii aluminiowej, którym dotyka się elementów będących pod napięciem. Dla zabezpieczenia przed przeskokiem iskry na cokół nałożono polisterynowy „lejek“.

Sonda wykonana jest z rury winidurowej, z której wyprowadzone są trzy giętkie przewody: dwa do miernika, trzeci zakończony krokodylkiem łączy się z masą — rys. 3. W warunkach amatorskich można wykonać tylko sondę, łącząc ją podczas pomiaru z posiadanym omomierzem (np. popularnym omomierzem krajowej produkcji *OEM 3*).

Dla sprawdzenia modelu zmontowano generator w.cz. z transformatorem powietrznym (transformator rezonansowy Tesli). Dla podanych napięć w.cz. otrzymano następujące wychylenia wskazówki w przyrządzie:

750 V — 0,3 mA (7,0 kΩ)
1200 V — 0,45 mA (3,6 kΩ)
1550 V — 0,5 mA (3,0 kΩ)

Wadą opisanego kilowoltomierza jest mniejsza czułość przy napięciach m.cz. Nadaje się on szczególnie do kontroli wysokich napięć w.cz. na jednakowych urządzeniach, gdyż może być przechowany dla powtarzalnych warunków.



Rys. 3

Przyrząd ten — poza użyciem do pomiaru napięć — może być stosowany do kontroli rozkładu napięć w.cz. na fiderach, antenach, przy dostrajaniu obwodów itp.

*) zgłoszenie patentowe autora nr 11495/57.

REGULATORY DYNAMIKI AUDYCJI

DYNAMIKA AUDYCJI, czyli największy zakres natężeń dźwięku przy słuchaniu bezpośrednim zależy od rodzaju źródeł dźwięku, właściwości pomieszczenia, poziomu szumów itp. Urządzenia techniczne nie mogą przenieść całej naturalnej dynamiki, ograniczając ją z jednej strony poziomem zakłócającego szumu, z drugiej zaś możliwością przesterowania układu, a w związku z tym dopuszczalnymi zniekształceniami nieliniowymi. Wielkość dynamiki przy nagraniach dźwiękowych, audycjach radiowych itp. jest przeważnie regulowana ręcznie przez miksera. Można jednak stosować urządzenia do automatycznej regulacji dynamiki: kompresory — zwężające zakres dynamiki oraz ekspandery — poszerzające dynamikę do poprzedniej wielkości.

Kompresory znajdują zastosowanie przy nagraniach dźwiękowych (płyta, film), w radiofonii i w rozgłaszaniu przewodowym. Stosując je, można nagrywać większym średnim poziomem bez obawy przesterowania, uzyskać mniejsze zniekształcenia nieliniowe oraz mniejszy poziom szumów, nawet w przypadku przywrócenia poprzedniej dynamiki audycji za pomocą ekspandera. Stosowanie ekspanderów nie zawsze jest celowe. Warto stosować je jedynie przy audycjach muzycznych wysokiej jakości, odtwarzanych w pomieszczeniach o bardzo małym poziomie szumów.

Artykuł ten zawiera opis zasady automatycznej regulacji dynamiki dźwięku oraz krótkie omówienie podstawowych typów kompresorów i ekspanderów. Podane w nim schematy mogą służyć jako podstawa do zaprojektowania amatorskiego regulatora dynamiki.

Zasada działania lampowych regulatorów dynamiki

Najprostszymi układami regulatorów dynamiki są układy zawierające żarówkę. Zostaje tu wykorzystane zjawisko zmiany oporności włókna w funkcji prądu płynącego przez żarówkę. Wspomniane układy obciążone są poważnymi wadami i dlatego nie znajdują zastosowania w urządzeniach wyższej klasy.[1]) Obecnie stosuje się przeważnie kompresory i ekspandery lampowe.

Typowy automatyczny regulator dynamiki składa się z dwóch zasadniczych członów: regulatora amplitudy oraz obwodu regulującego (rys. 1).

Regulator amplitudy jest układem o zmiennym wzmocnieniu w funkcji napięcia regulującego. Obwód regulujący prostuje sygnał dźwiękowy, dostarczając do regulatora napięcie stałe (regulujące), którego wielkość jest proporcjonalna do wartości szczytowych napięcia sygnału. W ten sposób wzmocnienie regulatora amplitudy jest uzależnione od wielkości sygnału. Układ regulujący może być sterowany zarówno napięciem wejściowym jak i wyjściowym urządzenia.

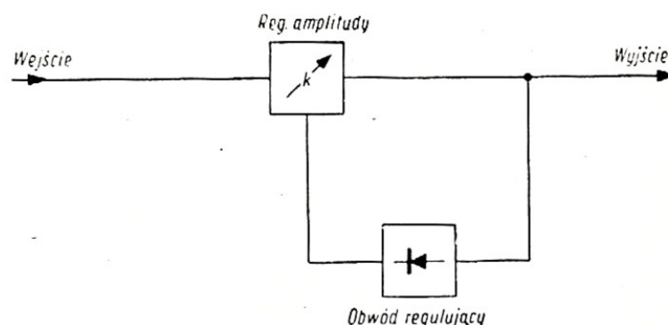
W praktywce najbardziej rozpowszechnione są następujące rozwiązania regulatorów amplitudy: układy z pentodą o zmiennym nachyleniu S_a, z lampą wielosiatkową, z regulowaną opornością oraz układy ze zmiennym ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

Stopień kompresji lub ekspansji określa się za pomocą charakterystyki amplitudy układu. Na rys. 2 podana jest przykładowo ta zależność dla zwykłego wzmacniacza (prosta OO'), dla kompresora (krzywa OaA) oraz dla ekspandera (krzywa OaB). Punkt a nosi nazwę progu kompresji lub ekspansji. Działanie kompresji albo ekspansji rozpoczyna się przy wartości napięcia wejściowego odpowiadającego punktowi a. Nachylenie charakterystyki kompresji lub ekspansji powyżej progu oraz położenie progu można dowolnie ustawić w zależności od rodzaju audycji, zastosowania itp.

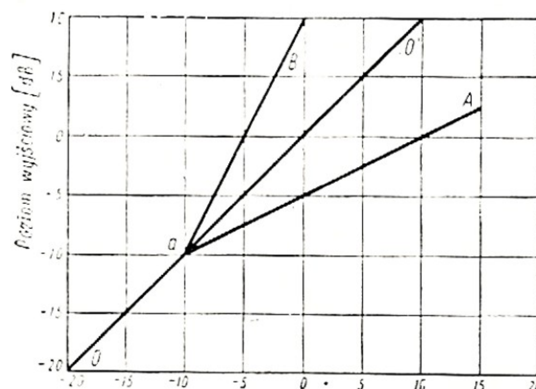
Obwód regulujący ma na celu dostarczenie do regulatora amplitudy stałego napięcia regulującego proporcjonalnego do szczytowych wartości napięcia sygnału. Obwód ten posiada zwykle na wejściu wzmacniacz akustyczny, wzmacniający sygnał do wielkości odpowiedniej dla uzyskania liniowego prostowania i spełniający jednocześnie rolę separatora. W przypadku wzmacniacza transformatorowego stosuje się transformator wyjściowy z przekładnią obniżającą, w celu uzyskania małej stałej czasu zadziałania układu.

W kompresorach i ekspanderach stosuje się przeważnie prostowanie dwupołówkowe, a to z uwagi na uzyskanie jak najmniejszych tętnień napięcia regulującego oraz na ograniczone możliwości filtracji (ze względu na dopuszczalną stałą czasu powrotu, o czym mowa poniżej).

Rys. 3 przedstawia uproszczony schemat obwodu regulującego (jednopołówkowy). U_p jest napięciem początkowej polaryzacji diody określającym próg regulacji dynamiki.

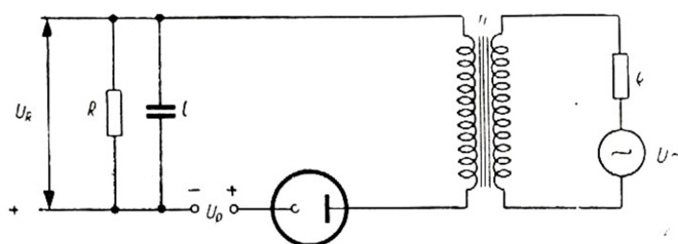


Rys. 1. Schemat blokowy regulatora dynamiki



Rys. 2. Charakterystyka wzmocnienia: kompresora (A), wzmacniacza (O), ekspandera (B)

Zasadniczy wpływ na szybkość ustalania się nowego współczynnika wzmocnienia przy nagłej zmianie napięcia sygnału, czyli na czas zadziałania i „powrotu" układu, mają stałe czasu ładowania i rozładowania kondensatora C. Stała czasu ładowania kondensatora C, w założeniu, że



Rys. 3. Obwód regulujący
U_R — napięcie regulujące, U_p — napięcie polaryzujące diodę

oporność R jest dużo większa od sumy pozostałych oporności układu oraz z pominięciem oporności uzwojeń transformatora wynosi:

$$T_1 = \left(R_i + R_p + \frac{\rho}{n^2}\right) \cdot C$$

gdzie R_i — średnia oporność jednej połówki diody w kierunku przewodzenia,
R_p — oporność wewnętrzna źródła napięcia polaryzacji,
ρ — oporność wewnętrzna lampy wzmacniacza,
n^2 — przekładnia transformatora.

Stała czasu rozładowania kondensatora C w założeniu, że oporność wsteczna diody znacznie przewyższa wartość oporności R, wynosi:

$$T_2 = RC$$

Czas zadziałania kompresorów i ekspanderów (czas, który upływa od chwili nagłego wzrostu napięcia wejściowego do chwili ustalenia się nowego współczynnika wzmocnienia) powinien wahać się w granicach 2÷6 ms. Wybór ten został dokonany z następujących względów:

— aby przebieg regulacji był niesłyszalny, stała czasu zadziałania układu powinna być mniejsza od czasu narastania dźwięku instrumentów muzycznych (dolna granica ok. 10 ms).

— przy regulacji (wskutek nagłych zmian napięcia regulującego) następują gwałtowne zmiany składowej stałej prądu anodowego w regulatorze amplitudy. Zmianom tym towarzyszą przykre „stuki" podczas audycji. Efekt ten jest szczególnie przykry dla małych czasów zadziałania — poniżej kilku ms.

Czas „powrotu" układu (czas, który upływa zanim ustali się nowa wartość współczynnika wzmocnienia przy nagłym zmaleniu napięcia wejściowego) przyjmuje się 0,5 do 6,0 s. Tak duży czas „powrotu" układu w porównaniu z czasem zadziałania wynika z następujących względów:

— stała czasu „powrotu" układu powinna przewyższać czas zanikania dźwięku w uchu ludzkim (50—150 ms) — związany z jego bezwładnością;

— zbyt mały czas powrotu układu zniekształca przebieg zanikania dźwięku instrumentów muzycznych. Czas ten, z uwzględnieniem czasu pogłosu, może dochodzić do kilku sekund.

Jednak zbyt duży czas „powrotu" uniemożliwia regulację dynamiki dźwięku. Z tego właśnie powodu wielkość czasu „powrotu" ogranicza możliwości filtracji w układzie regulującym.

Układy z pentodą o zmiennym nachyleniu

W tego typu układach napięcie regulujące przesuwa punkt pracy pentody o zmiennym nachyleniu S_a i w związku z tym zmienia się jej wzmocnienie. Układy te wprowadzają duże zniekształcenia nieliniowe, które powodowane są dużą krzywizną odcinka charakterystyki (I_a, U_s) wykorzystywanego w procesie wzmacniania. Dla utrzymania zniekształceń na możliwie niskim poziomie należy więc stosować małe napięcia sterujące.

Układy z pentodą o zmiennym nachyleniu zostały wyczerpująco opisane w nrze 11/1956 „RADIOAMATORA", gdzie podano również szereg praktycznych rozwiązań.

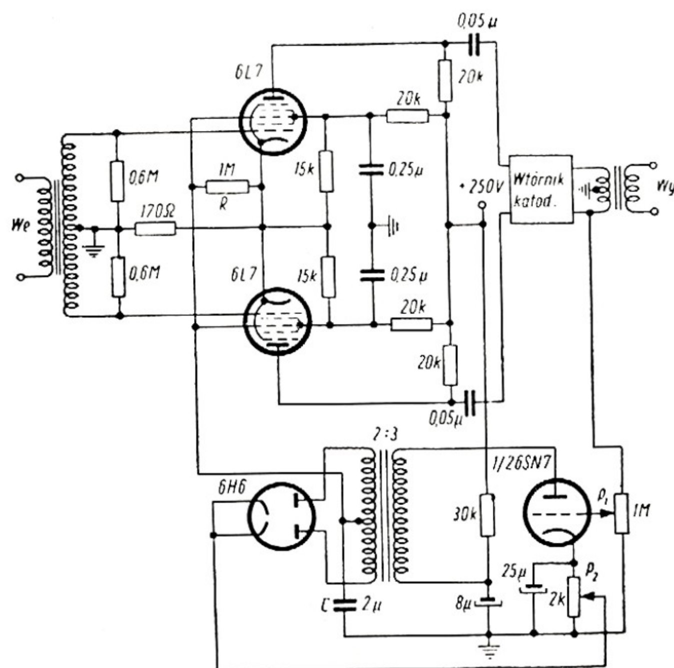
Układy z lampami wielosiatkowymi

Na rys. 4 pokazano przykładowo układ kompresora z zastosowaniem heptod *6L7*. Regulator amplitudy pracuje w układzie przeciwsobnym.

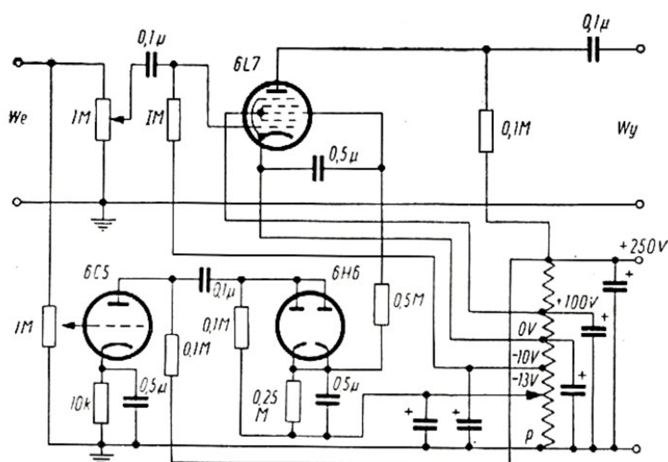
Stosowanie układów przeciwsobnych z wyjściem transformatorowym jest bardzo korzystne dla kompresorów i ekspanderów, ponieważ wydatnie zmniejsza zakłócenia spowodowane gwałtownymi zmianami prądu anodowego lamp regulatora amplitudy. Przy pełnej symetrii układu gwałtowne zmiany prądów anodowych znoszą się całkowicie w transformatorze wyjściowym; w ten sposób unika się przykrych „stuków" podczas szybkich zmian poziomu audycji.

Napięcie regulujące, przyłożone na trzecie siatki obydwu lamp *6L7*, pobierane jest z wyjścia regulatora amplitudy. Doświadczenia wykazały, że dla kompresora korzystniejsze jest sterowanie napięciem wyjściowym.

W układzie zastosowano prostowanie dwupołówkowe na duodiodzie *6H6* oraz jednoczłonowy filtr *RC*. Potencjometr P_1 służy do regulacji stopnia kompresji. Punkt rozpoczęcia się kompresji (próg kompresji) określony jest wielkością napięcia dodatniej polaryzacji katod lamp *6H6*. Jako napięcie polaryzacji wykorzystuje się spadek napięcia na oporniku katodowym lampy wzmacniacza obwodu regulującego. Działanie kompresji rozpoczyna się wówczas, gdy wartość szczytowa zmiennego napięcia sygnału w obwo-



Rys. 4. Schemat kompresora z dwiema lampami wielosiatkowymi



Rys. 5. Schemat ekspandera z lampą wielosiatkową (wg Handbook of Industrial Electronic Circuits 1951)

dzie prostującym przekroczy wielkość napięcia polaryzacji. Po przekroczeniu polaryzacji, napięcie sygnału zostaje wyprostowane i polaryzując ujemnie trzecie siatki lamp *6L7* zmniejsza ich wzmocnienie.

Na rys. 5 przedstawiony jest schemat ekspandera na heptodzie *6L7*. Napięcie regulujące pobierane jest z wejścia układu, co jest korzystniejsze dla ekspanderów. Trzecia siatka lampy *6L7* jest przy małym sygnale spolaryzowana ujemnie. W miarę wzrostu sygnału akustycznego na wejściu układu, napięcie polaryzacji ulega zmianie (staje się mniej ujemne) i powoduje wzrost wzmocnienia. Dla uzyskania takich zmian napięcia polaryzacji napięcie regulujące musi być dodatnie i wzrastać ze zwiększaniem się sygnału.

W podanym układzie nie zachodzi kompensacja zakłóceń wynikających z gwałtownych zmian prądu anodowego i dlatego czas zadziałania nie powinien być zbyt krótki.

Układy z regulowaną opornością

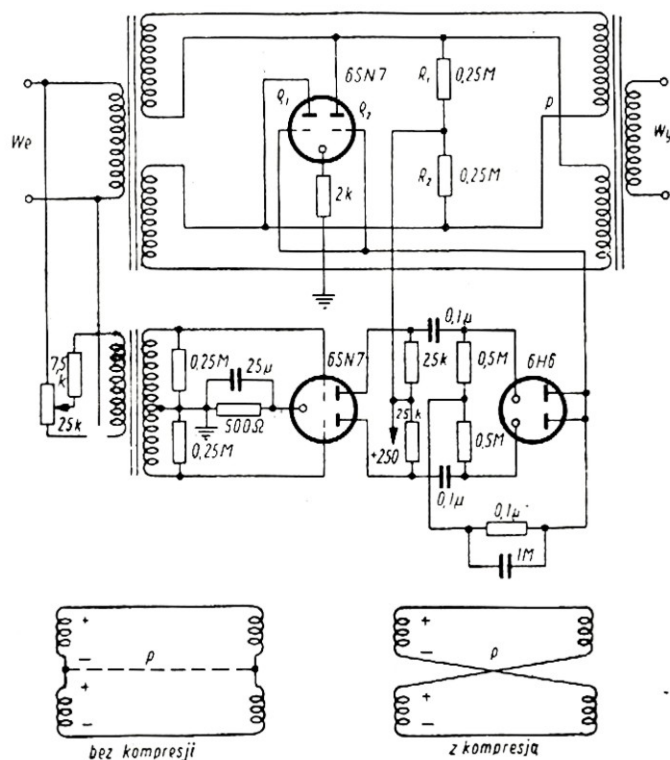
Zasada działania tego typu układów polega na wykorzystaniu zmian oporności wewnętrznej lampy elektronowej w funkcji napięcia polaryzacji.

Na rys. 6 pokazano schematycznie układ kompresora z podwójną triodą *6SN7* w charakterze zmiennej oporności.[2])

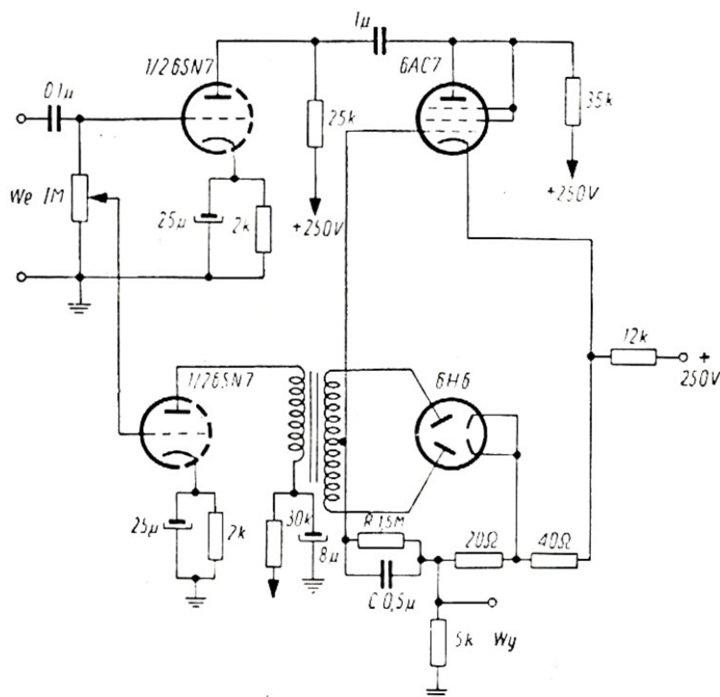
Między krzyżującymi się przewodami łączącymi połówki uzwojeń transformatorów wejściowego i wyjściowego włączone są oporniki R_1 i R_2 stanowiące obciążenie lampy *6SN7*. Siatki obu triod mają początkową ujemną polaryzację uzyskaną na oporniku katodowymh 2 kΩ. Polaryzacja ta jest tak mała, że oporności wewnętrzne triod *6SN7* ϱ_1 i ϱ_2 wraz z opornością obciążenia (R_1 i R_2) są niewielkie; można zatem uważać, że dwa krzyżujące się przewody są połączone w punkcie *P*. W tym przypadku połówki uzwojeń transformatorów są połączone szeregowo.

Napięcie wejściowe przyłożone na siatki triod *6SN7* jest wzmacniane, a następnie prostowane na duodiodzie *6H6*. Uzyskane napięcie regulujące dodaje się do napięcia polaryzacji obu siatek lampy *6SN7*. W miarę wzrostu napięcia sygnału wejściowego punkty pracy triod lampy *6SN7* przesuwają się w kierunku punktu odcięcia prądu anodowego na charakterystyce I_a (U_s). Wzrastające oporności lamp powodują zmianę połączenia obu połówek uzwojeń transformatorów.

Dla dużego sygnału (duże napięcie polaryzacji) można przyjąć, że krzyżujące się przewody nie są połączone w punkcie *P*. Wówczas obydwie połówki wtórnego uzwojenia



Rys. 6. Schemat kompresora z regulowaną opornością wewnętrzną lampy 6SN7 (wg „Electronics" 12/43)

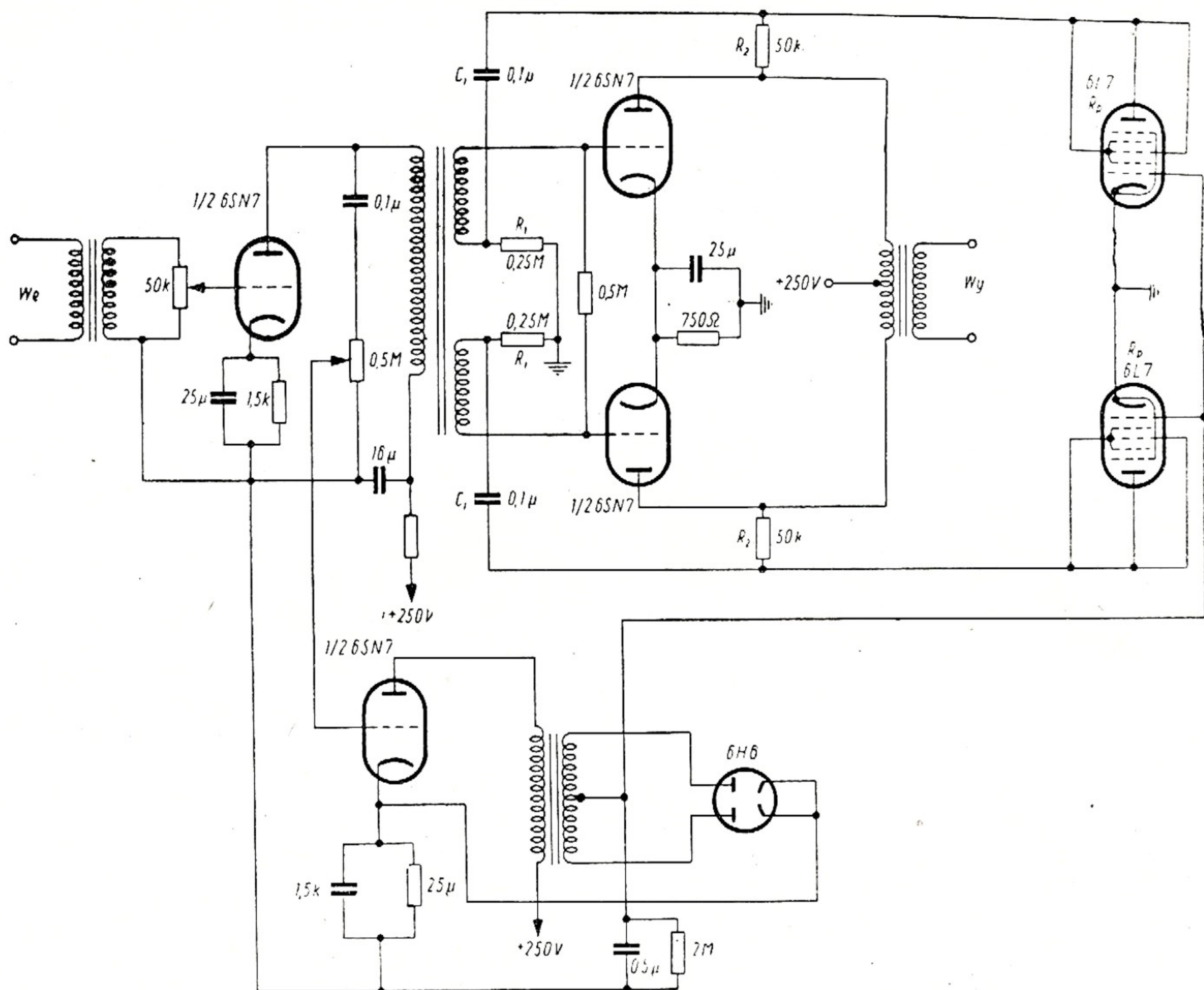


Rys. 7. Schemat kompresora z regulowaną opornością anodową lampy

są w krańcowym przypadku, dla bardzo dużego sygnału połączone równolegle do połówek uzwojenia pierwotnego transformatora wyjściowego. Dla mniejszych napięć sygnału istnieje stan pośredni.

Opisany układ odznacza się płaską charakterystyką częstotliwości. Szczególną zaletą układu jest to, że nawet w przypadku uszkodzenia lampy *6SN7* przenosi on sygnał akustyczny, nie działając już oczywiście jako kompresor.

Inne, choć tego samego typu rozwiązanie stanowi układ przedstawiony na rys. 7. Jego działanie oparte jest na wykorzystaniu dzielnika napięcia w obwodzie anodowym



Rys. 8. Schemat kompresora z ujemnym sprzężeniem zwrotnym (wg „Electronics" 2/40)

wzmacniacza na jednej połówce lampy *6SN7*. Oporność anodową tej lampy stanowi lampa *6AC7* jako część zmienna i opornik stały o wartości 5 kΩ. Wielkość napięcia wyjściowego na oporniku 5 kΩ jest funkcją oporności wewnętrznej lampy *6AC7*.

Polaryzacja pierwszej siatki lampy *6AC7* jest początkowo przy małym sygnale wejściowym niewielka i wynosi −1,4 V. W miarę wzrostu napięcia wejściowego napięcie polaryzacji stopniowo maleje i oporność wewnętrzna lampy *6AC7* wzrasta; sygnał podlega wtedy kompresji.

Układ może pracować również w charakterze ekspandera po odwrotnym podłączeniu lampy *6H6* oraz zmianie początkowej polaryzacji pierwszej siatki lampy *6AC7*.

Układy ze zmiennym ujemnym sprzężeniem zwrotnym

W tym przypadku zmianę wzmocnienia układu uzyskuje się w wyniku zastosowania ujemnego sprzężenia zwrotnego, którego współczynnik zmienia się w funkcji napięcia sygnału. Stosowane jest sprzężenie zwrotne prądowe lub napięciowe.

Przykładowy układ kompresora z napięciowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym przedstawiono schematycznie na rys. 8. Wejściowy stopień wzmacniacza połączony jest transformatorowo z przeciwsobnym stopniem wyjściowym z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Współczynnik sprzężenia zwrotnego określony jest wartością oporników R_1 i R_2 oraz opornością wewnętrzną lamp *6L7*. Jeśli R_1 i R_2 mają stałe wartości, wówczas wielkość współczynnika sprzężenia zwrotnego jest regulowana w pewnym zakresie przez zmianę wewnętrznych oporności lamp *6L7* napięciem polaryzacji pierwszych siatek. Napięcia polaryzacji dostarcza prostownik pracujący na lampie *6H6*. Jest ono pobierane z wejścia układu.

Przy wzroście napięcia na wejściu układu wzrasta ujemne napięcie regulujące, powodując wzrost wewnętrznych oporności lamp *6L7*. W związku z tym wzrasta współczynnik ujemnego sprzężenia zwrotnego, zmniejszając wzmocnienie układu. Punkt rozpoczęcia kompresji określony jest wielkością dodatniej polaryzacji lampy 6H6 uzyskiwanej jako spadek napięcia na oporniku katodowym wzmacniacza w obwodzie regulującym.

Układ może również pracować jako ekspander po odpowiednim przełączeniu. Układy ze zmiennym sprzężeniem zwrotnym są stabilne i wprowadzają małe zniekształcenia nieliniowe.

A. J.

---

[1] Układy z żarówkami zostały opisane w artykule pt. *„Kompresory i ekspandery"* („RADIOAMATOR nr 11/1956).

[2] Opis opublikowany w czasopiśmie „ELECTRONICS" (grudzień 1943 r.).

ZWALCZANIE ZAKŁÓCEŃ
powodowanych przez radiostacje amatorskie

NINIEJSZY ARTYKUŁ nie pretenduje do miana pracy wyczerpującej zagadnienie. Autor jest krótkofalowcem-amatorem, nawet nie elektrykiem z zawodu i problemem zakłóceń wywołanych przez amatorskie stacje nadawcze interesuje się z konieczności, borykając się jednocześnie z trudnościami i brakiem literatury krajowej z tej dziedziny. Artykuł ten więc jest raczej artykułem dyskusyjnym, a doświadczeni nadawcy proszeni są o podzielenie się swymi doświadczeniami z szerokimi rzeszami początkujących.

Warunki życia współczesnego narzucają nam konieczność mieszkania pod jednym dachem , korzystania z jednej sieci elektrycznej, wodociągowej, kanalizacyjnej i gazowej. Stąd niektóre zjawiska elektromagnetyczne wywołane w jednym mieszkaniu mogą przenosić się wzdłuż tych sieci i dawać znać o sobie w odbiornikach zainstalowanych w innych mieszkaniach.

Początkujący nadawca nie głowi się nad problemem zakłóceń i najczęściej po otrzymaniu licencji zabiera się natychmiast do budowy nadajnika. Cała jego praca nacechowana jest chęcią „wyjścia w eter". Pierwsze próby tych poczynań są zwykle źródłem zakłóceń odczuwanych u sąsiadów. Kiedy wreszcie nadawca nawiąże pierwszą wymarzoną łączność — opinia sąsiadów o nim jest już wystarczająco zła i każde zawołanie CQ i „ dmuchnięcie" w mikrofon może być przyczyną poważnych nieporozumień. Z jego jakoby winy przepalają się w „Pionierze" bezpieczniki, przez niego światło gaśnie, jemu przypisuje się szereg innych wydarzeń.

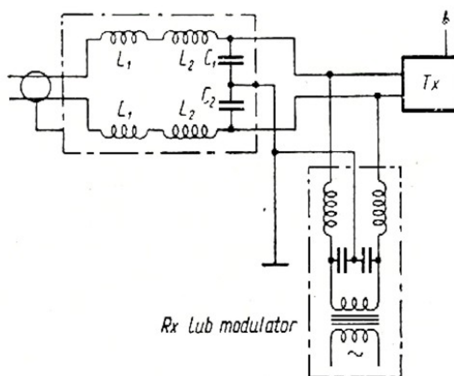
Kwestie prawne w tej materii nie są na razie u nas uregulowane. Na pewno niektórzy z nas będą zmuszeni z podanych wyżej powodów — podobnie jak to ma miejsce zagranicą — przerywać nadawanie w pewnych godzinach, lub nawet w pewnych dniach tygodnia.

Problem zapobiegania i zwalczania zakłóceń jest teoretycznie trudny, a praktycznie trudny jeszcze bardziej. Istnieją dziesiątki dróg wkradania się sygnału naszego nadajnika do odbiornika słuchacza. Ogólnie zakłócenia można zwalczać albo u ich źródeł, albo z mniejszym skutkiem w odbiornikach słuchaczy.

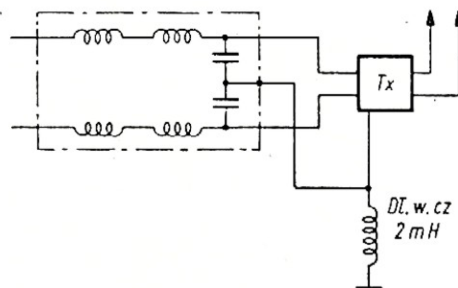
Zabezpieczenia w sieci elektroenergetycznej

Energia wielkiej częstotliwości przedostaje się z nadajnika do odbiornika dwiema drogami — przez sieć i przez antenę. W przypadku nadajnika całkowicie odkrytego z fiderem promieniującym we wszystkich przewodach otaczających indukują się znaczne napięcia o częstotliwości naszego sygnału. Dopóki energia w.cz. może swobodnie „buszować" po sieci, inne próby walki z zakłóceniami nie dadzą dostatecznie dobrych rezultatów. Celowe więc będzie przede wszystkim zastosowanie filtrów LC w przewodach sieci.

Rys. 1 podaje przykład oddzielenia sieci od nadajnika za pomocą filtra. Filtr musi być zamknięty w metalowej, uziemionej skrzynce.



Rys. 1. Filtr sieciowy przy nadajniku



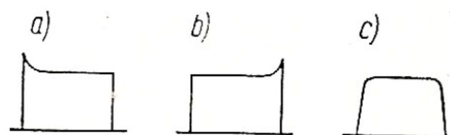
Rys. 2. Połączenie filtra z uziemieniem zastępczym

Przewody sieci doprowadzającej energię do nadajnika powinny być ekranowane. W tym celu wzdłuż całej długości przewodu kładziemy dwa gołe druty miedziane (najlepiej lica antenowa) i wszystko razem owijamy folią aluminiową ze starego kondensatora. Dla ochrony folii przed uszkodzeniami mechanicznymi można ją z zewnątrz okręcić izolacyjną taśmą gumowaną. Ekran łączymy z uziemieniem filtra. W podobny sposób postępujemy z wszystkimi włączonymi do sieci urządzeniami połączonymi z nadajnikiem lub znajdującymi się w pobliżu. Jako uziemienia nie należy używać sieci wodociągowej, gazowej lub centralnego ogrzewania — bowiem któryś z lokatorów mógł użyć np. kaloryfera jako anteny. Dobrze wykonane osobne uziemienie zapobiega w dużym stopniu rozprzestrzenianiu się zakłóceń. Tam, gdzie budowa dobrego uziemienia nastręcza trudności, można próbować zastosować układ z rys. 2. W tym przypadku uziemieniem jest sieć wodociągowa.

Ważnym zagadnieniem jest dostosowanie grubości przewodów sieci do wielkości pobieranego prądu. Wszelkie „mrugania" w sieci na skutek spadków napięć są zjawiskiem niepożądanym ze względu na stabilność tonu przy kluczowaniu.

Zapobieganie „kliksom"

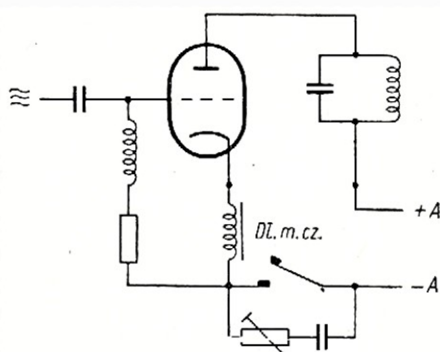
Zakłócenia, które często występują przy pracy telegrafem, to tzw. „kliksy" słyszane w odbiornikach sąsiadów. Przyczyną ich powstawania jest impulsowy charakter sygnałów w.cz. w antenie nadawczej. Oglądane na ekranie oscyloskopu zakłócające odbiór sygnały wyglądałyby jak na rys. 3a i b. Pożądane jest narastanie i opadanie prądu niejako przytępione (rys. 3c). W katodę



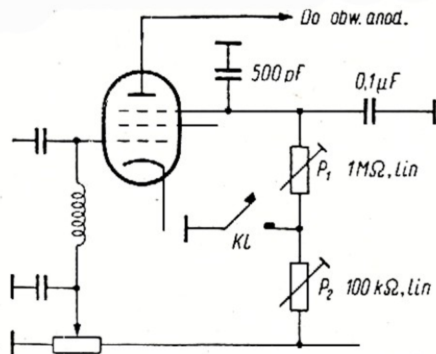
Rys. 3. Sygnały telegraficzne o różnym kształcie

odpowiedniego stopnia (rys. 4) wstawiamy dławik m.cz., który opóźnia narastanie prądu i tym samym powoduje pożądane zaokrąglenie czoła sygnałów.

Ponieważ iskrzące styki klucza też dają zakłócenia w odbiorze audycji, stosujemy układy gasikowe RC (opornik



Rys. 4. Układ z dławikiem w obwodzie katodowym



Rys. 5. Układ z regulacją kształtu sygnałów

10 do 1000 Ω i kondensator rzędu kilku tys. pF). Obie wartości należy dobrać doświadczalnie.

Na rys. 5 pokazano przykład innego rozwiązania „miękkiego" kluczowania, które dobrze zdaje egzamin. Potencjometr P_1 służy do regulacji kształtu początku znaku, P_2 — końca znaku. Urządzenie najlepiej można wyregulować za pomocą odbiornika jednoobwodowego, który z kawałkiem drutu w roli anteny ustawiamy w pobliżu nadajnika. Kształtu znaku nie należy „zaokrąglać" bardziej niż jest to konieczne, gdyż w przeciwnym razie czytelność sygnałów może ulec pogorszeniu.

Ekranowanie nadajnika oraz rodzaje anten

Ekranowane powinno być w zasadzie wszystko: poszczególne człony oddzielnie i wszystko razem od otoczenia. Promieniować może tylko sama antena. Otwory wentylacyjne nie powinny być w miarę możliwości stosowane. Np. nowoczesne nadajniki amerykańskie są ekranowane podwójnie: raz gęstą siatką, a nad nią drugi ekran z jednolitej blachy.

Istotnym powodem wędrówki prądów w.cz. po sieci jest często bezpośredni wpływ promieniowania anteny. Wszystkie napięciowo zasilane anteny, jak np. „Fuchs", lub anteny dostrajane specjalnym obwodem wydłużającym są niestety przyczyną zakłóceń. Dlatego należy bezwzględnie stosować anteny zasilane prądowo, i najlepiej symetryczne.

W razie stosowania kilku anten, nieczynne w danej chwili anteny należy uziemiać. Nadając na antenie symetrycznej, a słuchając na długiej antenie niesymetrycznej — autor powodował zakłócenia w sąsiednim budynku. Antena niesymetryczna o długości 45 m była zawieszona końcem tuż przy centralnym maszcie antenowym na sąsiedniej kamienicy. Po wielu przygodach i nieprzyjemnościach stwierdzono, że przy dobrym uziemieniu tej anteny, zakłócenie w sąsiedniej kamienicy znika.

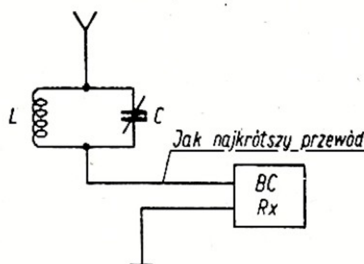
Nadawać i słuchać należy w miarę możliwości na jednej i tej samej antenie, przy pozostałych uziemionych.

Ze stosowaniem przekaźników antenowych należy raczej być ostrożnym z powodu trudnego do wyeliminowania iskrzenia styków.

W ogóle należy kierować się zasadą: antena nadawcza jak najdalej od budynku, a tym samym od sieci elektrycznej i od sąsiadów.

Zabezpieczanie instalacji odbiorczej

Teoretycznie należałoby „wjechać" z kolbą w każdy odbiornik i wprowadzić pewne zmiany konstrukcyjne, przytępiające czułość odbiornika na wszystkie niepożądane sygnały. W praktyce napotkamy na trudności z powodu



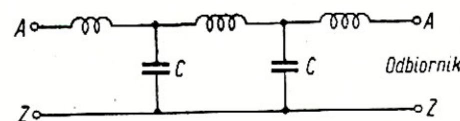
Rys. 6. Eliminator w obwodzie antenowym odbiornika

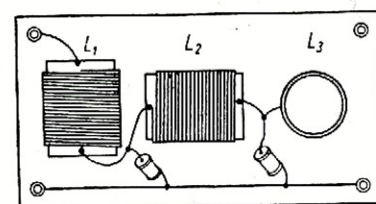
wielkiej liczby odbiorników i niechęci oddania odbiornika w ręce nadawcy. Nie pozostaje nam nic innego, jak pertraktować kolejno z najbardziej narzekającymi i stosować podane niżej sposoby.

Jedna możliwość, to włączenie eliminatora w obwód antenowy (rys. 6). W obwodzie rezonansowym eliminatora stosunek L/C powinien być możliwie duży. Eliminator tego typu musi być nastrojony na sam środek pasma amatorskiego. Lepsze jest zastosowanie filtra według rys. 7. W filtrze takim przyjmuje się częstotliwość graniczną równą 1700 kHz, tzn. że wszystkie częstotliwości mniejsze (zakres średnio- i długofalowy) są przepuszczane swobodnie, podczas gdy częstotliwości większe (fale krótkie) zostają odcięte. Oczywiście, właściel odbiornika powinien być o tym poinformowany.

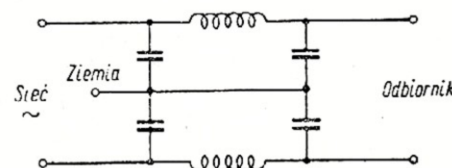
Gdy pomimo wszystko nasza w.cz. przedostaje się do odbiornika, musimy podobny filtr wstawić pomiędzy odbiornik i sieć. Uczynimy to według rys. 8. Przewody prowadzące do odbiornika powinny być krótkie, aby nie spełniały roli anteny. Jeżeli jest dość miejsca, to wbudowujemy wymienione filtry wprost do skrzynki odbiornika.

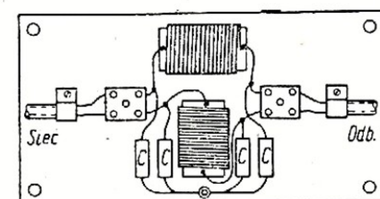
Bardziej podatnymi na zakłócenia powodowane przez nadajniki amatorskie są odbiorniki reakcyjne starego typu. Ich podatność na zakłócenia wynika z małej selektywności oraz z tego, że cały odbiornik jest nieekranowany. W celu zmniejszenia wrażliwości odbiornika reakcyjnego na zakłócenia należy:



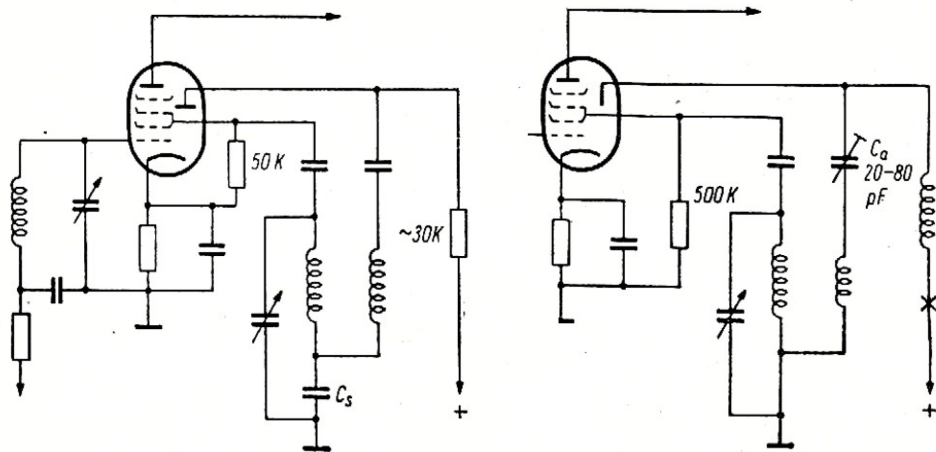


Rys. 7. Filtr przyłączany do wejścia odbiornika





Rys. 8. Filtr sieciowy dla odbiornika



Rys. 9. Zmiana układu heterodyny w odbiorniku

— w obwód antenowy wmontować eliminator,

— oba bieguny sieci (po wyłączniku) uziemić dla prądów w.cz. przez kondensatory o pojemności 1000 pF,

— odbiornik dobrze uziemić,

— wnętrze skrzynki odbiornika wyłożyć folią metalową i ekran ten uziemić.

Podczas gdy w jednoobwodówce zakłócenia występują przeważnie w formie wystukiwanego QSO na całym zakresie średnio- i długofalowym, w superheterodynie dają się one odczuć nieco inaczej. Tu nadajnik amatorski bywa słyszany w różnych punktach skali zakresu średnio- i długofalowego w postaci gwizdów. Przy fonii w tych samych punktach słyszy się nadawaną rozmowę. Przyczyną tego jest często zbyt silne sprzężenie oscylatora odbiornika. Zapobiec temu można przez odpowiednią modyfikację układu.

Na rys. 9 podany jest konwencjonalny układ oscylatora na lampie *ECH11* przed i po zmianie układu. Opornik upływowy 50 kΩ zamieniamy na opornik 500 kΩ i łączymy go bezpośrednio do masy. Dzięki temu ujemne napięcie triody działa jednocześnie i na heksodę! Opornik 20 do 50 kΩ w obwodzie anodowym triody zastąpimy dławikiem w.cz., przez co trioda otrzyma wyższe napięcie anodowe. Jest to konieczne, aby przy zmniejszeniu sprzężenia otrzymać dostateczną amplitudę drgań częstotliwości podstawowej. Kondensator anodowy zostaje zastąpiony trymerem 20—80 pF, a w miejscu oznaczonym „x" włączymy prowizorycznie słuchawki. Trymer podstroimy w stronę większej pojemności. Przy tej czynności usłyszymy znane z odbiorników reakcyjnych stuknięcie. W przypadku gdy oscylator na jednym czy drugim zakresie nie zechce oscylować, na każdym z nich z osobna przeprowadzamy strojenie trymera. W razie konieczności można cewki sprzężenia zwrotnego innych zakresów zabocznikować równoległymi opornikami 10 — 50 kΩ.

Oczywiście, do tych czynności może zabrać się tylko dostatecznie doświadczony w technice odbiorczej amator.

Uwagi końcowe

Przyczyn powstawania zakłóceń, podobnie jak i sposobów ich usuwania jest wiele. Ogólnej receptury na ich zwalczanie dać nie można, ponieważ to co w jednym przypadku pomaga — w innym może zaszkodzić.

Na zakończenie raz jeszcze przypomnę główne przyczyny powstawania zakłóceń, których źródłem jest amatorska stacja nadawcza:

— niedostateczne ekranowanie nadajnika,

— brak filtrów oddzielających w przewodach sieci zasilającej,

— niesymetria w antenowych liniach zasilających,

— kliksy w manipulacji telegraficznej,

— niedostateczna neutralizacja stopni w.cz. nadajnika,

— oscylacje pasożytnicze w stopniu końcowym lub innych stopniach nadajnika,

— promieniowanie przez nadajnik silnych częstotliwości harmonicznych,

— przemodulowanie przy fonii,

— drgania pasożytnicze w modulatorze,

— antena nadawcza zasilana napięciowo,

— antena nadawcza zawieszona zbyt blisko anten odbiorczych, ściany, dachy itp.

— iskrzenia klucza telegraficznego,

— zakłócenia wywoływane przez gazotrony prostownika wysokiego napięcia,

— złe uziemienie lub nieodpowiedni przebieg przewodu uziemiającego,

— zbyt mała odległość od odbiornika.

Opracował w oparciu o publikacje w mies. *„Short Wawe Magazin", „RSGB Bulletin", „Das Dh QTC", „Der Funkamateur"*

St. Workiewicz - SP7GV

Od redakcji: Walka z zakłóceniami w odbiorze radiowym nabiera coraz większego znaczenia w świetle szybkiego wzrostu liczby urządzeń elektrycznych. Jednym z fragmentów tej działalności jest zabezpieczenie się od zakłóceń powodowanych przez komunikacyjne i amatorskie stacje nadawcze. Przyłączamy się do wezwania Autora kierowanego do doświadczonych amatorów o dzielenie się wiadomościami na ten temat z czytelnikami RADIOAMATORA.

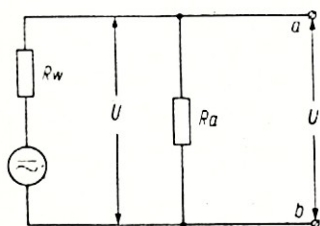
Kwietniowy numer RADIOAMATORA
jako setny z kolei
ukaże się w wydaniu „jubileuszowym"

POMIARY NAPIĘĆ

za pomocą zwykłego wielozakresowego woltomierza w obwodach elektrycznych o dużych opornościach

WIADOMO Z PRAKTYKI, że oporność wewnętrzna woltomierza powinna być duża w stosunku do oporności, na jakiej mierzy się napięcie. Gdy warunek ten nie jest spełniony, przyrząd wskazuje na danym zakresie pomiarowym pewne napięcie U', które jest mniejsze od napięcia występującego w rzeczywistości na danym oporniku.

Opiszę metodę, która pozwala zwykłym woltomierzem o oporności 1000 Ω/V mierzyć napięcia na dużych opornikach. Polega ona na tym, że w danym układzie mierzymy napięcie kolejno na większym i mniejszym zakresie pomiarowym woltomierza, a następnie dokonując prostego przeliczenia, lub korzystając z nomogramu znajdujemy prawdziwą wartość napięcia U.



Rys. 1

Zakładamy, że opornik, na którym mierzy się napięcie stanowi część składową liniowego układu elektrycznego, przedstawionego na rys. 1.

Spadek napięcia U na oporniku R_a wywołany jest przez źródło o oporności wewnętrznej R_w.

Przyłączenie woltomierza do zacisków a—b powoduje zmalenie napięcia U o pewną wartość $\Delta = U - U'$ ze względu na to, że przez obwód woltomierza przepływa prąd $I' = \frac{U'}{R'}$ gdzie U' jest wartością napięcia wskazywanego przez woltomierz, a R' — opornością zewnętrzną woltomierza.

Schemat z rys. 1 przyjmie zatem nieco inną postać (rys. 2).

Stosując prawo Ohma i prawo Kirchhoffa można łatwo obliczyć różnicę między napięciem U i U'

$$U - U' = \frac{U'}{R'} \cdot \frac{R_w \cdot R_a}{R_w + R_a} \qquad (1)$$

Po przełączeniu woltomierza na inny zakres pomiarowy o oporności R'' otrzymamy analogicznie

$$U - U'' = \frac{U''}{R''} \cdot \frac{R_w \cdot R_a}{R_w + R_a} \qquad (2)$$

Dzieląc równanie (2) przez (1) otrzymamy

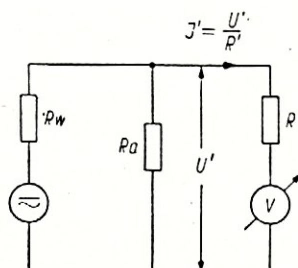
$$\frac{U - U''}{U - U'} = \frac{U''}{U'} \cdot \frac{R'}{R''} \qquad (3)$$

przy czym $\frac{R'}{R''}$ równa się stosunkowi liczbowemu przełączanych zakresów pomiarowych (np. przy przełączaniu z zakresu 30 V na zakres 6 V otrzymamy

$$\frac{R'}{R''} = Q = \frac{30}{6} = 5.$$

Po uwzględnieniu $\frac{R'}{R''} = Q$ równanie (3) przyjmie postać

$$\frac{U - U''}{U - U'} = \frac{U''}{U'} Q$$



Rys. 2

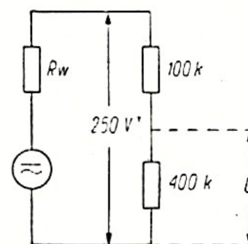
Stąd wartość napięcia U wynosi

$$U = \frac{(Q - 1)\, U'}{Q - \frac{U'}{U''}} \qquad (4)$$

Napięcie U można wyliczyć bezpośrednio ze wzoru 4, albo z nomogramu — rys. 4. Nomogram sporządzony jest na podstawie wzoru 4, po uprzednim doprowadzeniu go do nieco innej postaci, a mianowicie:

$$\frac{Q - 1}{U} + \frac{1}{U'} = \frac{Q}{U'} \qquad (5)$$

Zakładając na Q wartość 2, 2,5, 4, 5 uzyskujemy analogię do równania $\frac{1}{x} + \frac{1}{y} = \frac{1}{z}$ wyrażającego równoległe



Rys. 3

połączenie oporności, a dające się rozwiązać za pomocą znanego nomogramu. Zatem nomogram dla rozwiązania równania (5) będzie podobny, z tym że dla każdego Q — wartości U, U', U'' podane są w innych skalach.

Przytoczone niżej przykłady lepiej wyjaśniają korzystanie ze sporządzonego nomogramu.

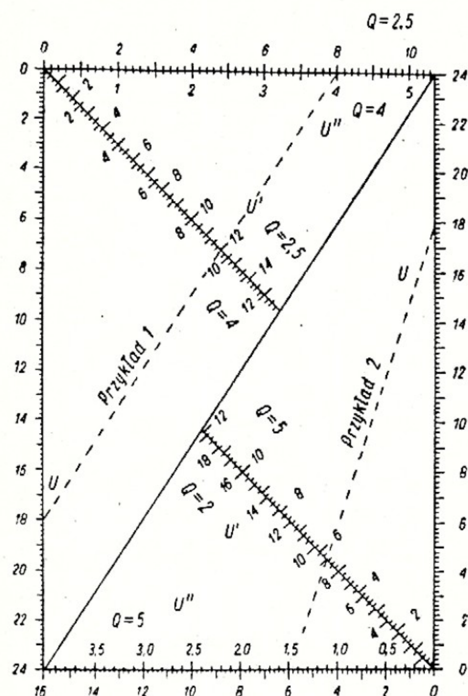
Przykład 1

Woltomierz wskazał na 30-woltowym zakresie $U' = 12$ V, a na 12-woltowym zakresie $U'' = 8$ V.

Stąd

$$Q = \frac{30}{12} = 2.5$$

Ze wzoru (4) $U = 18$ V.



Rys. 4. Nomogram dla znajdywania napięcia U przy danych U', U'' i Q

Na nomogramie dla $Q = 2{,}5$ wybieramy odpowiednie wartości U' i U'' prowadząc przez nie prostą, która na przecięciu z osią U wyznaczy wartość napięcia $U = 18$ V.

Przykład 2

Woltomierz wskazał na zakresie 300 V — $U' = 90$ V i na zakresie 150 V — $U'' = 60$ V.

$Q = 2$; ze wzoru (4) $U = 180$ V.

Na nomogramie dla $Q = 2$ wybieramy wartość $U' = 90$ V i $U'' = 60$ V. (W tym przypadku naniesione na skali wartości U, U' i U'' mnożymy przez 10).

Z przecięcia się linii łączącej punkty 60 V i 90 V z osią U odczytujemy na tej ostatniej wartość napięcia U, wynoszącą 180 V.

Przykład 3. (Praktyczne sprawdzenie opisanej metody).

W układzie z rys. 3 dokonano na oporniku 400 kΩ pomiaru napięcia woltomierzem typu „Multizet". Zanotowano następujące wyniki.

Na zakresie 300 V $U' = 108$ V, na zakresie 150 V $U'' = 75$ V

$$Q = \frac{300}{150} = 2;$$

$$\text{ze wzoru (4) } U = \frac{(Q-1)\,U'}{Q - \frac{U'}{U''}} =$$

$$= \frac{108}{2 - 1{,}44} = \frac{108}{0{,}56} \approx 193 \text{ V.}$$

Posługując się nomogramem otrzymamy wartość $U = 193$ V.

Pomiar ten powtórzono za pomocą woltomierza o dużej oporności wewnętrznej, a uzyskany wynik $U = 194$ V potwierdził prawdziwość opisanej metody pomiaru.

Wzór (4) został wyprowadzony przy spełnieniu dwóch zasadniczych założeń:

1) oporność wejściowa przyrządu pomiarowego jest proporcjonalna do kolejno wybieranych zakresów pomiarowych;

2) obwód, w jakim dokonuje się pomiaru napięcia jest układem liniowym.

Założenie 1 jest dla większości przyrządów spełnione; drugie natomiast nie jest spełnione, jeśli w obwodzie występuje jakiś element nieliniowy, np. półprzewodnik.

Nasuwa się pytanie, w jakim stopniu powyższa metoda może mieć zastosowanie w układach lampowych. Okazuje się, że można ją stosować tylko w tym przypadku, gdy lampy pracują w zakresie liniowych charakterystyk.

Przy zbyt dużych napięciach ujemnych siatek powyższa metoda nie może mieć zastosowania.

Opracował na podstawie *„Funkschau"* 8/1958

Inż. *St. Czerkas*

REDAKCJA MIES. RADIOAMATOR
WARSZAWA

Drodzy Przyjaciele!

Pragnę nawiązać kontakt z polskim radioamatorem, któryby przysłał mi egzemplarze Waszego miesięcznika wzamian za nasze czasopismo "Amaterske Radio" i prowadził ze mną korespondencję w języku polskim, czeskim lub niemieckim. Interesuje mnie przede wszystkim zakres UKF (145 MHz).

Serdecznie Was pozdrawiam i z góry za przysługę dziękuję

Vladimir Homala
student
Železnicni 1

Praha 10 — Štrasnice ČSR

ZESPOŁY GŁOŚNIKOWE (dok.)

Filtry i ich obliczanie

NA RYS. 4. pokazany jest najprostszy układ zespołu 2-kanałowego z filtrem dającym spadek 6 dB/okt (patrz rys. 9). Głośnik niskotonowy jest przyłączony poprzez cewkę o indukcyjności *L*, a głośnik wysokotonowy poprzez kondensator o pojemności *C*.

Potrzebną wartość indukcyjności oblicza się według wzoru:

$$R_n = 2\pi f L \cdot 10^{-3}\ [\Omega] \qquad (1)$$

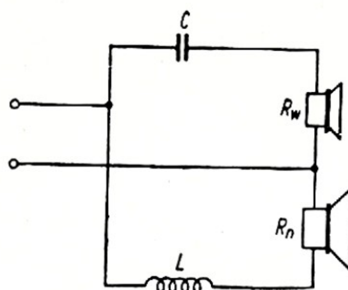
lub po przekształceniu:

$$L = \frac{159 \cdot R_n}{f}\ (\text{mH}) \qquad (2)$$

gdzie:

L — indukcyjność cewki,
R_n — oporność cewki głośnika niskotonowego,
f — częstotliwość graniczna.

Wartość pojemności kondensatora oblicza się według wzoru:



Rys. 4. Schemat filtra 6 dB/okt.

$$R_w = \frac{10^6}{2\pi f C}\ (\Omega) \qquad (3)$$

gdzie:

C — pojemność kondensatora.

R_w — oporność cewki głośnika wysokotonowego,

f — częstotliwość graniczna.
lub po przekształceniu

$$C = \frac{159.000}{f R_w}\ (\mu\text{F}) \qquad (4)$$

Odpowiednie wartości — zamiast obliczać według wzorów (2) i (4) — można znaleźć z nomogramu pokazanego na rys. 5.

Na rys. 6 pokazany jest filtr o spadku 12 dB/okt. (patrz rys. 9) składający się z dwóch cewek i dwóch kondensatorów. Cenną zaletą tego typu filtra jest w przybliżeniu stała oporność wejściowa zespołu, pod warunkiem zastosowania głośników o jednakowej oporności cewek drgających. Oporność wejściowa zespołu (moduł) jest wówczas równa w przybliżeniu oporności cewki jednego głośnika.

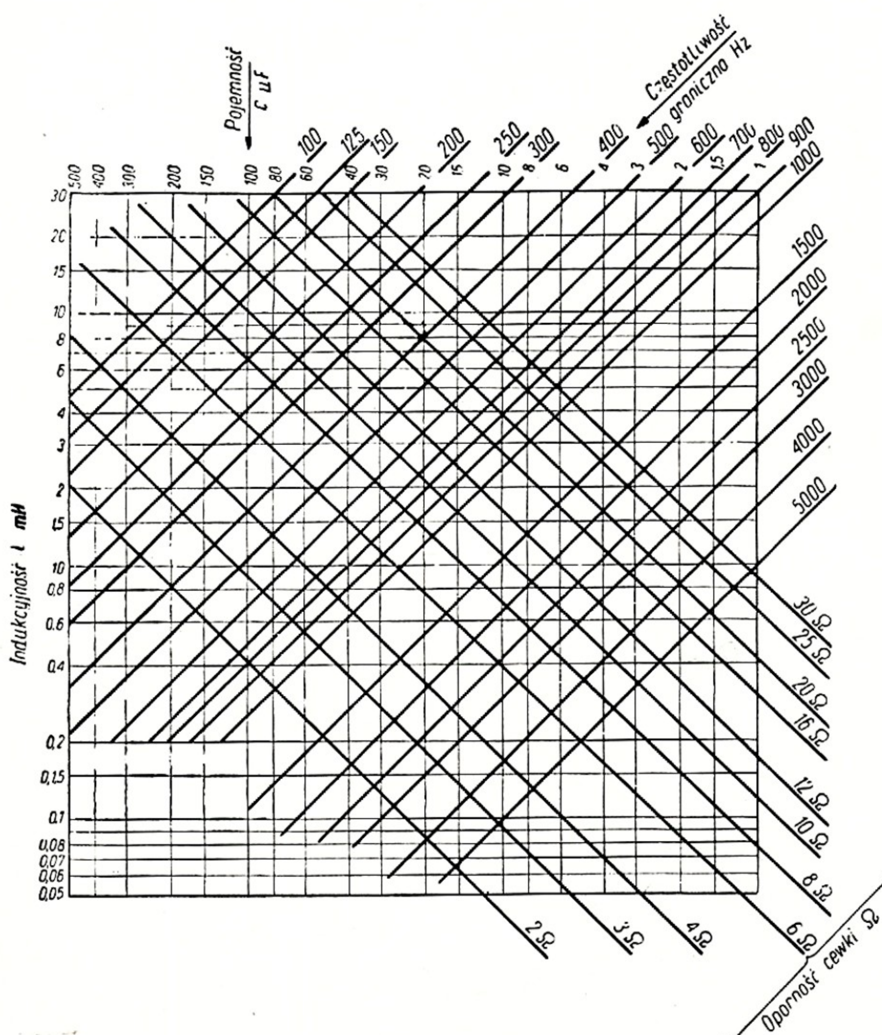
Dane filtra oblicza się według następujących wzorów:

$$L' = \frac{\sqrt{2}\ R \cdot 10^3}{2\pi f} = \frac{R \cdot 225}{f}\ (\text{mH}) \qquad (5)$$

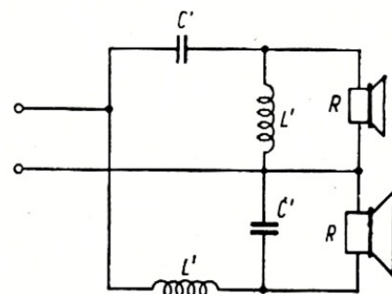
$$C' = \frac{10^6}{2\pi f R \sqrt{2}} = \frac{113\,000}{R f}\ (\mu\text{F}) \qquad (6)$$

gdzie:

L' — indukcyjność cewki,
C' — pojemność kondensatora,
f — częstotliwość graniczna.



Rys. 5. Nomogram do określania elementów filtra 6 dB/okt.



Rys. 6. Schemat filtra 12 dB/okt.

Potrzebne dane zamiast obliczać według wzorów można znaleźć z nomogramu na rys. 7.

Jeżeli oporności cewek głośników nie są jednakowe, to należy obliczyć oddzielnie wartość potrzebnej indukcyjności i pojemności dla głośnika niskotonowego oraz oddzielnie — dla wysokotonowego. Oporność wejściowa zespołu będzie wówczas zmieniała się zależnie od częstotliwości, wahając się w przybliżeniu około średniej arytmetycznej z oporności obu głośników. Oporności głośników nie powinny różnić się bardzo znacznie.

Zaleca się, aby wyjście wzmacniacza było dopasowane do najmniejszej oporności wejściowej zespołu w paśmie odtwarzanych częstotliwości.

Na rys. 8 pokazany jest bardziej złożony filtr o spadku 18 dB/okt.

Dane układu oblicza się według następujących wzorów:

$$L_1 = \frac{R_w \cdot 10^3}{4\pi f} \text{ (mH)} \qquad (7)$$

$$L_2 = \frac{1{,}5\, R_n \cdot 10^3}{2\pi f} \text{ (mH)} \qquad (8)$$

$$L_3 = \frac{R_n \cdot 10^3}{2\pi f} \text{ (mH)} \qquad (9)$$

$$C_1 = \frac{10^6}{3\pi f R_w} \text{ (}\mu\text{F)} \qquad (10)$$

$$C_2 = \frac{10^6}{2\pi f R_w} \text{ (}\mu\text{F)} \qquad (11)$$

$$C_3 = \frac{10^6}{\pi f R_n} \text{ (}\mu\text{F)} \qquad (12)$$

gdzie:

L_1, L_2, L_3 — indukcyjności cewek,

C_1, C_2, C_3 — pojemności kondensatorów,

R_w — oporność cewki głośnika wysokotonowego,

R_n — oporność cewki głośnika niskotonowego,

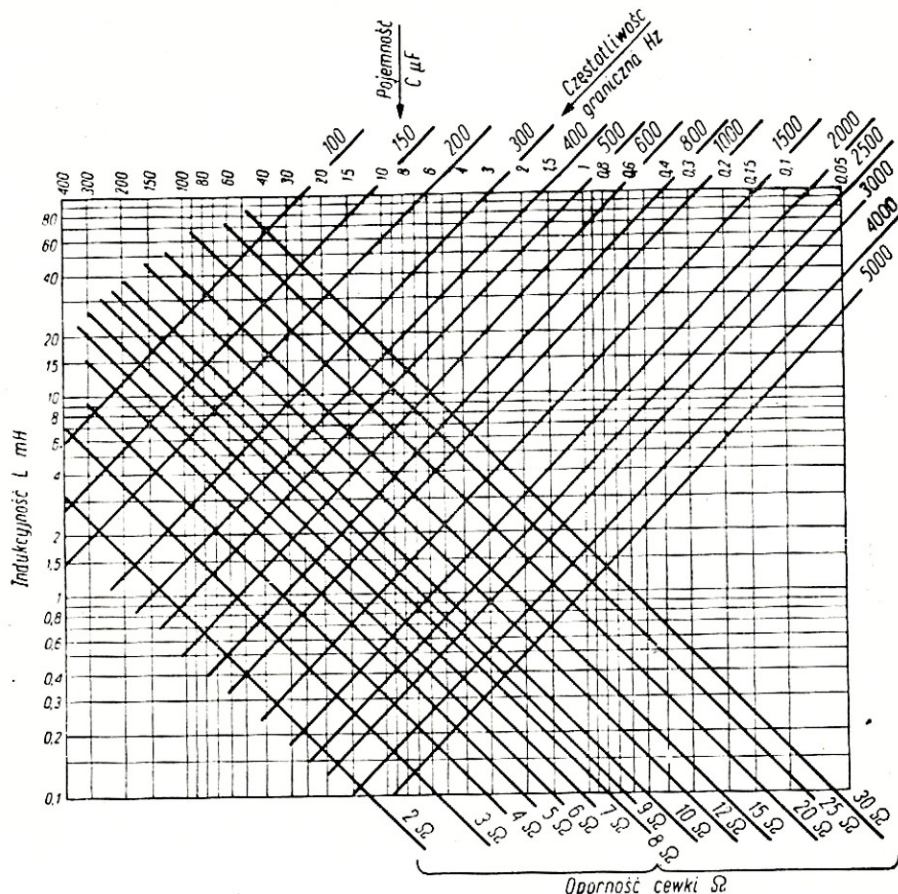
f — częstotliwość graniczna.

Porównanie działania opisanych trzech filtrów pokazano na rys. 9 dla częstotliwości granicznej 600 Hz. Wykres ten będzie prawidłowy i dla innej częstotliwości granicznej, jeżeli będziemy korzystali z górnej podziałki odniesionej do częstotliwości granicznej f.

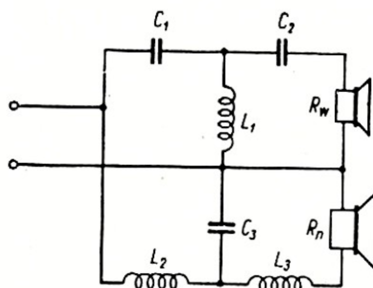
Na rys. 10 pokazany jest schemat zespołu 3-kanałowego o częstotliwościach granicznych 600 Hz i 4000 Hz. W przypadku zastosowania głośników o większej oporności należy odpowiednio zmienić wartości elementów filtra.

Rys. 11 przedstawia schemat fabrycznego zespołu 4-kanałowego o częstotliwościach granicznych 600 Hz, 1600 Hz i 4000 Hz. Regulatory oporowe głośników wysokotonowych służą do dobrania właściwego współdziałania głośników przy zestrojeniu zespołu.

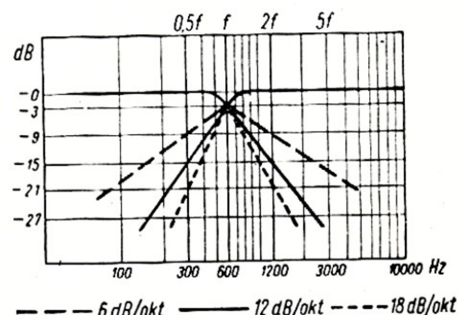
Oporność cewki głośnika podawana jest przez wytwórnie najczęściej przy częstotliwości 400 Hz. Ponieważ oporność ta zmienia się w dobrych głośnikach nieznacznie do 1000—1500 Hz, może być ona przyjmowana do obliczenia filtra dla głośnika niskotonowego. Oporność cewki głośnika wysokotonowego powinna być ustalona dla częstotliwości granicznej lub większej



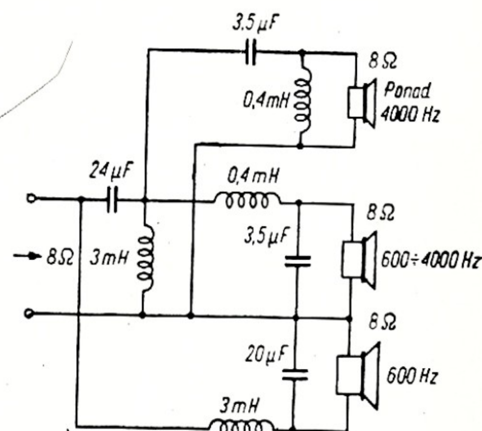
Rys. 7. Nomogram do określania elementów filtra 12 dB/okt.



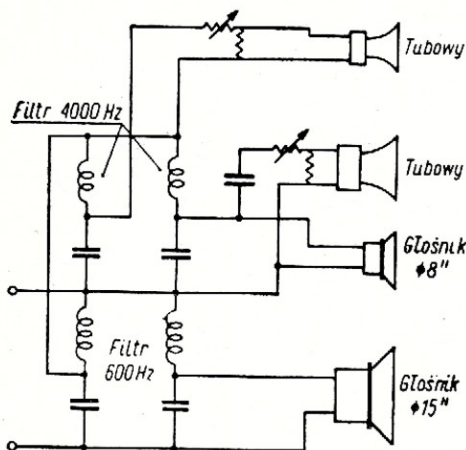
Rys. 8. Schemat filtra 18 dB/okt.



Rys. 9. Charakterystyki różnych filtrów do zespołów głośnikowych (idealne)



Rys. 10. Schemat filtra 3-kanałowego zespołu głośnikowego



Rys. 11. Schemat filtra 4-kanałowego zespołu głośnikowego

leżącej w środku odtwarzanego pasma; wytwórnie podają oporność cewki głośników wysokotonowych dla 800 Hz, 2000 Hz lub 3000 Hz, co umożliwia określenie potrzebnej wielkości z dostateczną dokładnością.

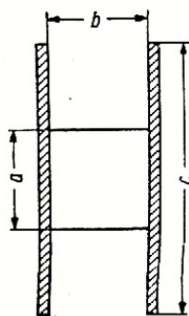
W warunkach amatorskich po zbudowaniu zespołu jest konieczne przeprowadzenie prób dla dobrania najkorzystniejszych wartości elementów filtra głośnika wysokotonowego. W tym celu zaleca się wykonanie odczepów na cewce, aby można było zmieniać indukcyjność w pewnych granicach, oraz zaopatrzenie się w kilka kondensatorów o różnej pojemności.

Cewki do filtra nawija się drutem o średnicy 1,6 mm na szpuli (rys. 12). Dla cewek o indukcyjności do 4 mH wymiary szpuli są następujące: a = 25 mm, b = 25 mm, c = 70 mm; dla indukcyjności większych potrzebna jest szpula o wymiarach: a = 25 mm, b = 38 mm, c = 100 mm. Liczbę zwojów zależnie od indukcyjności znajduje się z wykresu na rys. 13.

Do pojemności rzędu 4 μF stosuje się zwykłe kondensatory blokowe z dielektrykiem papierowym; dla uzyskania większych pojemności tworzy się baterie z kilku kondensatorów połączonych równolegle. Gdy są potrzebne bardzo wielkie pojemności, wówczas można zastosować kondensatory elektryczne łączone w szereg w ten sposób, że elektrody ujemne obu kondensatorów są połączone ze sobą, a dodatnie służą do połączenia takiej baterii z innymi elementami układu. Pojemność kondensatorów powinna być zmierzona przed ich wmontowaniem.

Głośniki

Do odtwarzania basów są stosowane najczęściej głośniki otwarte o średni-



Rys. 12. Szpula do nawijania cewek

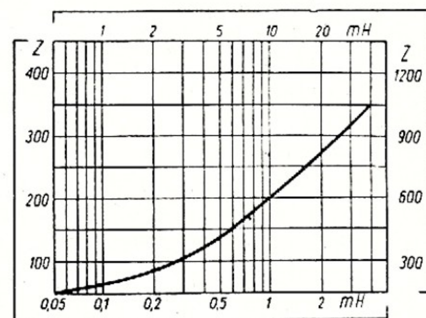
cy 30 cm; w zespołach amerykańskich rozpowszechnione są głośniki niskotonowe 15″ (37,5 cm), a niekiedy nawet kolosy o średnicy 18″ (46 cm). Częstotliwość rezonansowa wynosi przeważnie 40—50 Hz, a dla największych jednostek spada do ok. 20 Hz. Nominalna moc według danych fabrycznych wynosi od 10 W do 25 W.

Wytwórnie europejskie stosują przeważnie głośniki wysokotonowe otwarte ze sztywną membraną papierową o średnicy 5—10 cm; moc nominalna takiego głośnika wynosi 1—2 W. W zespołach wytwórni amerykańskich są stosowane przeważnie wysokotonowe głośniki tubowe najrozmaitszych typów, odtwarzające od 500—2000 Hz do 15 000—20 000 Hz; moc nominalna takich głośników wynosi od kilku do kilkudziesięciu watów. Ostatnio rozpowszechniają się także wysokotonowe głośniki elektrostatyczne zdolne do odtwarzania do 35 000 Hz.

Zespoły głośnikowe mogą być budowane przez amatorów głównie w oparciu o głośniki produkcji krajowej. Spośród tych głośników zalecić można do zastosowania jako niskotonowy głośnik typu *GD29/10* lub jeszcze lepiej dwa takie głośniki umieszczone obok siebie. Innym rozwiązaniem może być zastosowanie 2—4 eliptycznych głośników typu *GD 29-15,4/3*. Niestety, częstotliwość rezonansowa obu wymienionych typów jest dość wysoka i wskazane jest w miarę możliwości jej obniżenie przez modyfikację zawieszenia membran.

Krajowy głośnik wysokotonowy *GDW 12,5/1,5* odpowiada w zupełności warunkom na tego rodzaju głośnik i może być z powodzeniem stosowany w zespołach wielokanałowych.

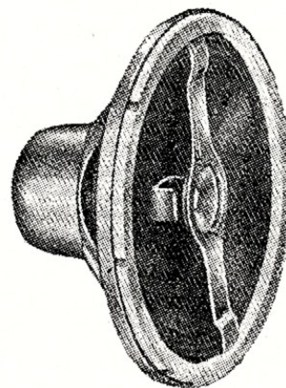
W zespołach 3-kanałowych jako średniotonowe mogą być zastosowane głośniki eliptyczne *GD 18-13/2* lub okrągłe *GD 16,5/2*.



Rys. 13. Wykres określający ilość zwojów cewki zależnie od potrzebnej indukcyjności

Konstrukcja zespołu wielokanałowego

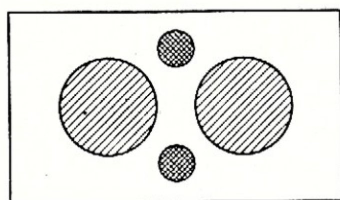
Głośnik wysokotonowy może być umieszczony współosiowo z głośnikiem niskotonowym, jak to pokazano na rys. 14. Zaletą takiego umieszczenia jest niewielka różnica w długości drogi, jaką przebywa dźwięk od każdego z głośników do słuchacza oraz dobre „wymieszanie" dźwięków pochodzących



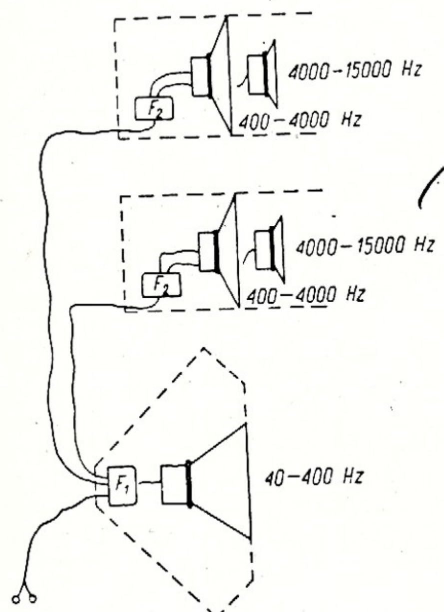
Rys. 14. Zespół umieszczonych współśrodkowych głośników f-my Lorenz

z różnych głośników. Wadą takiego umieszczenia jest to, że fale wytwarzane przez tylną stronę membrany głośnika wysokotonowego odbijają się od membrany dużego głośnika, powodując interferencje wpływające niekorzystnie na regularność charakterystyki kierunkowości. Można temu zapobiec przez zastosowanie osłony zamykającej tylną stronę głośnika wysokotonowego.

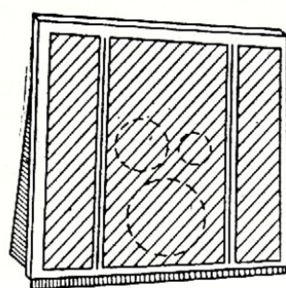
Innym rozwiązaniem jest umieszczenie głośników obok siebie tak, jak to pokazano na rys. 15. Dwa głośniki wysokotonowe znajdują się w pobliżu głośników niskotonowych. I w tym przypadku dzięki niewielkiej odległości pomiędzy głośnikami zapewnia się dostateczne „wymieszanie" dźwięków. Zwróćmy uwagę, że w obszarze zachodzenia na siebie zakresów przetwarzania, odległość pomiędzy głośnikami może okazać się większa od długości



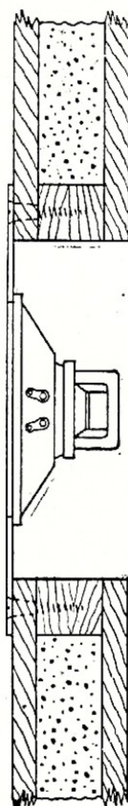
Rys. 15. Zespół głośników umieszczonych obok siebie



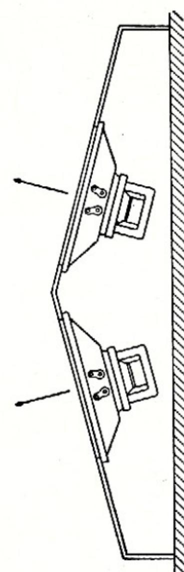
Rys. 16. Blokowy schemat kilkuczłonowego zespołu głośnikowego



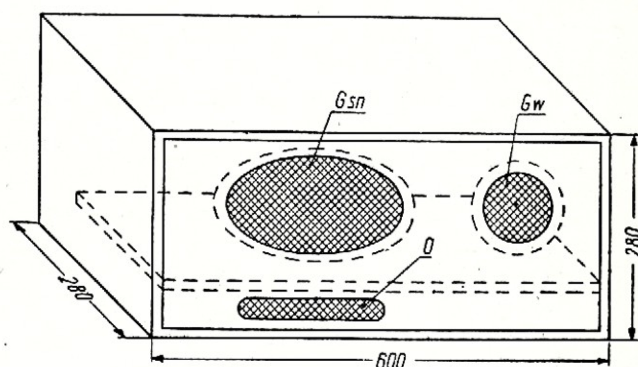
Rys. 17. Zespół głośnikowy na płaskiej odgrodzie wolnostojącej



Rys. 18. Sposób umocowania głośnika wysokotonowego

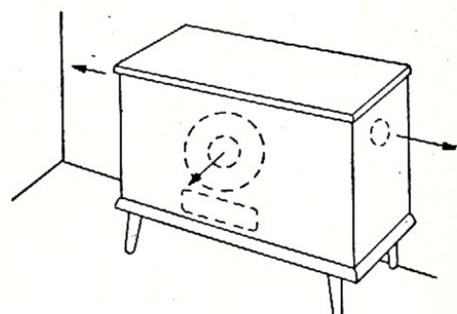


Rys. 19. Sposób umocowania 2 głośników wysokotonowych



Rys. 20. Zespół głośnikowy w małej obudowie z otworem

G_{sn} — głośnik średnio-niskotonowy,
G_{w} — głośnik wysokotonowy, o — otwór



Rys. 21. Zespół głośnikowy w obudowie szafkowej z otworem

fali i wówczas występują niepożądane nierównomierności charakterystyki kierunkowości w postaci uwydatnionych wiązek promieniowania.

Umieszczenie głośników w zbyt wielkiej od siebie odległości nie jest korzystne z tego względu, że może pojawić się wówczas zauważalne „przemieszczanie" się dźwięku. Na przykład przy śpiewie solisty odnosi się wrażenie, że źródło dźwięku zmienia ciągle swe położenie zależnie od wysokości tonu. Jest to zjawisko nieprzyjemne dla słuchacza.

Rozmieszczenie głośników w znacznej odległości od siebie jest możliwe w następującym rozwiązaniu: głośnik niskotonowy jest umieszczony w dużej obudowie, przy czym częstotliwość graniczna nie powinna być większa niż 400 Hz; natomiast 2 głośniki średnio-wysokotonowe są umieszczone w dwóch zupełnie osobnych małych obudowach ustawionych w różnych miejscach pokoju, w pewnym oddaleniu od głośnika niskotonowego. Najkorzystniejsze ustawienie dobiera się eksperymentalnie, kierując się zasadą równomiernego wypełnienia pokoju dźwiękiem rozproszonym (np. jeden głośnik kieruje się ukośnie na sufit, a drugi w kierunku oddalonej ściany). Zjawisko „przemieszczenia" się dźwięku nie występuje w tym przypadku (przy odpowiednim ustawieniu głośników), ponieważ ucho bardzo słabo wyczuwa kierunek promieniowania dźwięków niskich (poniżej 400 Hz) wytworzonych przez głośnik niskotonowy. Stosując głośniki krajowe — zespół taki może być zbudowany jako 3-kanałowy, przy czym jednostki średnio-wysokotonowe mogą być zbudowane z współśrodkowo umieszczonych głośników *GDW 12,5/1,5* i *GD 29-15/3* przy częstotliwości granicznej 4000 Hz. Schemat blokowy takiego zespołu pokazany jest na rys. 16.

Rys. 17 przedstawia 3-kanałowy zespół zmontowany na płaskiej odgrodzie. Oryginalność rozwiązania polega na zastosowaniu odgrody drewnianej, podwójnej, wypełnionej wewnątrz piaskiem, co zapewnia doskonałe stłumienie jej rezonansów własnych. Umieszczenie głośnika niskotonowego możliwie najniżej w pobliżu podłogi wpływa korzystnie na odtwarzanie basów. Prostota i taniość konstrukcji zachęcają do zastosowania takiej obudowy w warunkach amatorskich. Zwrócić należy uwagę, że głośnik wysokotonowy powinien być zamocowany w sposób pokazany na rys. 18; można zastosować również nadbudówkę z dwoma

głośnikami wysokotonowymi pokazaną na rys. 19.

Zespół dwukanałowy w niewielkiej obudowie z otworem pokazany jest na rys. 20.

Dwukanałowy zespół z głośnikami wysokotonowymi umieszczonymi z trzech stron skrzynki pokazany jest na rys. 21.

Do budowy zespołów wielokanałowych mogą być stosowane najrozmaitsze obudowy głośników zapewniające dobre odtwarzanie basów. W przypadku obudów zamkniętych głośniki wysokotonowe powinny być oddzielone od wnętrza obudowy za pomocą szczelnej osłony metalowej lub drewnianej, wypełnionej częściowo materiałem tłumiącym.

Próby i wyniki

Jakich niespodzianek należy oczekiwać od dwukanałowego zespołu głośnikowego? Rozpatrzmy poniżej najważniejsze z nich.

Jest bardzo prawdopodobne zbyt wydatne odtwarzanie wysokich tonów, co odczuwa się jako nienaturalne górowanie nad innymi — dźwięków takich instrumentów jak: flet, skrzypce, klarnet, trąbka. Wówczas należy zastosować oporowy regulator; może nim być opornik z przesuwanym odczepem, który włącza się jak potencjometr pomiędzy filtr i cewkę głośnika wysokotonowego (cewkę przyłącza się do jednego końca i regulowanego odczepu). Oporność całkowita powinna być 3—5 razy większa od oporności cewki głośnika.

W miarę zwiększania częstotliwości rośnie oporność wejściowa (pozorna) cewki, głównie dzięki składowej indukcyjnej tej oporności. Wpływa to na działanie filtra i jego charakterystykę, która może odbiegać od założonej. Poza tym wskutek znacznej wartości składowej indukcyjnej mogą pojawić się w paśmie odtwarzania niepożądane rezonanse objawiające się ostrym, nienaturalnym uwypukleniem jakiejś częstotliwości. Przeciwdziałają powstawaniu tego rodzaju drgań własnych — oporność rzeczywista cewki oraz ujemne sprzężenie zwrotne wzmacniacza; dlatego zaleca się stosowanie wzmacniaczy o bardzo małej oporności wewnętrznej i silnym ujemnym sprzężeniu zwrotnym, co daje także szereg innych korzyści.

Zespół dwukanałowy może wykazywać pewne wady przy odtwarzaniu impulsów. Polegają one na tym, że duża membrana głośnika niskotonowego nie reaguje natychmiast na impuls, a tymczasem głośnik wysokotonowy wcześniej przetwarza składowe wielkiej częstotliwości tegoż impulsu. W rezultacie składowe większej częstotliwości będą promieniowane wcześniej niż składowe małej częstotliwości, a zanikanie — przeciwnie — będzie szybsze dla składowych wielkiej częstotliwości. Oczywiście, zjawisko takie występować będzie zawsze przy odtwarzaniu drgań złożonych, lecz jego szkodliwość, jeżeli różnice czasu są zbyt duże, występuje najbardziej przy odtwarzaniu impulsów. Złożone filtry 18 dB/okt mogą w znacznym stopniu wpływać na powstawanie tych zniekształceń. Z tego względu w warunkach amatorskich zaleca się stosowanie filtrów prostych o niezbyt stromych charakterystykach 6—12 dB/okt.

Głośniki zespołu 2-kanałowego powinny być połączone w taki sposób, aby po wyłączeniu filtra fazy ruchu ich membran były przeciwne. Sprawdza się to za pomocą bateryjki do latarki kieszonkowej przy równoczesnym dotykaniu membran. Wpływa to korzystnie na nierównomierność charakterystyki częstotliwościowej w odcinku pokrywania się zakresów odtwarzania, szczególnie w przypadku filtrów 12 dB/okt.

Dokładne zbadanie zespołów głośnikowych jest trudne i możliwe do wykonania tylko w dobrze wyposażonym laboratorium elektro-akustycznym. Na ogół ograniczamy się do następujących badań i prób:

— pomiar modułu oporności wejściowej zespołu w całym paśmie częstotliwości,
— próba odtwarzania różnych częstotliwości w całym paśmie częstotliwości („przegwizdanie") za pomocą przestrajanego generatora akustycznego,
— próba odtwarzania różnych utworów muzycznych z dobrych płyt mikrorowkowych lub innego źródła; najwięcej wniosków da odtworzenie kilkunastu utworów na wielką orkiestrę symfoniczną i duże orkiestry jazzowe.

Na zakończenie należy podkreślić, że skrupulatnie przemyślany i zaprojektowany zespół głośnikowy przy dobrym wykonaniu w granicach możliwości amatorów Hi-Fi, daje jakość odtwarzania nieporównanie lepszą niż ta, do jakiej przywykliśmy, korzystając z przeciętnych odbiorników radiowych.

A. W.

Nawiązując do ogłoszenia wydrukowanego w grudniowym numerze RADIO-AMATORA z 1958 r. (na str. 30) — podaje się do wiadomości, że ważność zamieszczonego tam kuponu premiowego została przedłużona do końca maja 1959 r.

Wszyscy, którzy za okazaniem tego kuponu nabyli lub nabędą w powyższym terminie mostek oporności, omomierz lub walizkę monterską w sklepie Zakładów Wytwórczych Przyrządów Pomiarowych im. J. Krasickiego, Warszawa — Włochy, otrzymają bezpłatnie pełny nowy katalog przyrządów pomiarowych, którego druk będzie ukończony w marcu br.

Stosowanie zastępczych lamp elektronowych

WIELU POSIADACZY przestarzałych odbiorników natrafia na trudności w zdobyciu potrzebnych na wymianę lamp tego samego typu. Jedynym wtedy rozwiązaniem jest użycie lamp zastępczych, tj. lamp o jak najbardziej zbliżonej charakterystyce. Należy pamiętać, że wiele lamp różni się od siebie jedynie odmiennym cokołem lub innym oznaczeniem (nazwą). W tym przypadku sprawa nie nasuwa żadnych trudności, gdyż w popularnych książkach (np. „Jak czytać schematy radiowe") zamieszczone są tabele lamp zamiennych dla starszych typów. Jeżeli jednak nie znajdziemy tam nazwy odpowiednika szukanej lampy, to danych dotyczących charakterystyki zużytej lampy trzeba znaleźć w krajowym katalogu pt. „Vademecum lamp elektronowych" i według nich dobrać najbardziej zbliżony typ lampy zastępczej. Katalog zawiera dane fabryczne lamp według ich funkcjonalnego przeznaczenia oraz ilości elektrod. Objęte katalogiem lampy podzielone są na 444 grupy napięć żarzenia oraz charakterystycznych wartości. Niezależnie od tego, przy poszczególnych grupach zamieszczone są typy identycznych lamp odmiennie oznaczonych. Czasem jednak brak nam zastępczej lampy, posiadamy natomiast inną, o zbliżonych parametrach, lecz odmiennym żarzeniu, prądzie anodowym czy siatkowym, a skąpe wiadomości z zasad radiotechniki nie pozwalają nam na jej wykorzystanie. Dla tych właśnie radioamatorów podaję kilka ogólnych wskazówek, jak postępować przy zamianie lamp elektronowych.

Przede wszystkim omówimy po krótce zasadnicze typy lamp. Wystarczającym dla potrzeb początkujących radioamatorów będzie niżej podany podział:

1. L a m p y p r o s t o w n i c z e. Zamiana ich nie nastręcza na ogół większych trudności. Poszczególne lampy różnią się między sobą:

— napięciem prądu wyprostowanego,
— natężeniem prądu wyprostowanego,
— rodzajem żarzenia (bezpośrednie lub pośrednie),
— napięciem i prądem żarzenia.

Poza tym, ze względu na układ jedno- lub dwupołówkowego prostowania, rozróżniamy lampy prostownicze o pojedynczej i podwójnej ilości elektrod. Taką podwójną (dwukierunkową) lampę można zastąpić dwiema lampami pojedynczymi. Każdą zaś lampę pojedyńczą (jednokierunkową) można zastąpić lampą podwójną pod warunkiem nieprzekroczenia maksymalnego napięcia i prądu prostowanego, a czasem, zwłaszcza w odbiornikach uniwersalnych, musimy włączyć opornik dla ograniczenia prądu anodowego przy pierwszym ładowaniu kondensatora filtra o dużej pojemności. Zawsze natomiast można stosować lampę zastępczą o wyższym napięciu lub prądzie prostowanym. Przy zamianie lamp ograniczamy się zazwyczaj do zmiany połączeń elektrod lub gniazda lampowego, ewentualnie dostosowujemy odbiornik do zmiany napięcia lub prądu żarzenia. Przy niskich napięciach i małym prądzie prostowanym możemy zamiast specjalnej lampy prostowniczej zastosować zwykłą triodę starego typu, łącząc anodę z siatką lampy.

2. D i o d y w i e l k i e j c z ę s t o t l i w o ś c i. Różnią się one od lamp prostowniczych jedynie mniejszym napięciem wyprostowanym oraz mniejszym prądem. Różnice pomiędzy nimi są takie same, jak pomiędzy lampami prostowniczymi. Obecnie coraz częściej zastępujemy diody lampowe nowoczesnymi diodami półprzewodnikowymi; trzeba tu tylko zwrócić uwagę na napięcie i prąd wyprostowany. Zamiana taka jest prosta i ma tę zaletę, że nie obciąża obwodów żarzenia.

3. T r i o d y n a p i ę c i o w e. Są one lampami dość uniwersalnymi, gdyż mogą pracować we wzmacniaczach wielkiej i małej częstotliwości, w oscylatorach, mieszaczach i detektorach. Specyficzną cechą dla triod napięciowych jest nachylenie charakterystyki *S*.

Triody napięciowe różnią się między sobą:

— nachyleniem charakterystyki *S*,
— opornością wewnętrzną R_i,
— napięciem siatki U_s,
— napięciem i prądem anodowym U_a i I_a,
— pojemnościami międzyelektrodowymi, które odgrywają ważną rolę w odbiornikach *KF* i *UKF* (zwłaszcza pojemność siatka-anoda),
— napięciem i prądem żarzenia, rodzajem żarzenia (bezpośrednie lub pośrednie) oraz układem cokołu.

Przy zamianie triod napięciowych zwracamy uwagę przede wszystkim na nachylenie charakterystyki, a następnie na napięcie siatkowe oraz napięcie i prąd anodowy. Dzięki stosunkowo dużej ilości triod napięciowych o zbliżonych parametrach można prawie zawsze dobrać lampę zastępczą, ograniczając się do zmiany gniazda lampowego lub napięcia i prądu żarzenia. Tego rodzaju proste zamiany w odbiorniku będą omówione nieco szerzej w dalszej treści artykułu.

4. T r i o d y m o c y (zwane również lampami głośnikowymi). Różnią się one od poprzednio wymienionych znacznie większym prądem anodowym i dość często wyższym napięciem anodowym, oraz mocą admisyjną P_a i mniejszą opornością wyjściową R_a. Przy zamianie tych lamp zwracamy uwagę przede wszystkim na:

— prąd anodowy I_a,
— napięcie anodowe U_a,
— oporność wyjściową R_a,
— napięcie siatki U_s,
— moc admisyjną P_a.

Oporność wewnętrzna i pojemności międzyelektrodowe nie odgrywają zasadniczej roli w triodach mocy. Specjalną uwagę przywiązuje się do mocy admisyjnej oraz oporności wyjściowej. Zmiana oporności wyjściowej powoduje z reguły konieczność przezwojenia transformatora głośnikowego, gdyż w przeciwnym razie powstaną zniekształcenia. Znaczna ilość triod mocy o podobnych parametrach pozwala zazwyczaj ograniczać się do wymiany gniazdka lampowego lub prostej zmiany napięcia i prądu żarzenia oraz napięcia siatkowego (przez zmianę opornika katodowego R_k).

5. T e t r o d y i p e n t o d y n a p i ę c i o w e. Są to powszechnie używane lampy we współczesnych odbiornikach. Pracują zazwyczaj we wzmacniaczach wielkiej lub pośredniej częstotliwości oraz w charakterze lampy mieszającej lub oscylatora, ewentualnie detektora. Od innych tetrod i pentod różnią się one tzw. „ostrym odcięciem" krzywej prądu anodowego. Stosowane są wszędzie tam, gdzie wielkość wzmocnienia nie jest zależna od zmiany napięcia na siatce sterującej. Przy zmianie tetrod i pentod napięciowych zwracamy uwagę przede wszystkim na:

— nachylenie charakterystyki S,
— współczynnik wzmocnienia K lub μ,
— oporność wewnętrzną R_i,
— napięcie siatki sterującej U_s.

Inne dane charakterystyczne dla tetrod i pentod napięciowych, jak: napięcie i prąd anodowy, napięcie i prąd żarzenia, napięcie i prąd siatki ekranowej — nie odgrywają roli przy zamianie tych lamp. Wyjątek stanowią pojemności międzyelektrodowe, jeśli lampa pracuje we wzmacniaczu wielkiej lub pośredniej częstotliwości w odbiornikach *KF* i *UKF* oraz telewizyjnych. Bardzo duży asortyment tetrod i pentod napięciowych pozwala na dobranie takiej, przy której wystarcza zazwyczaj prosta zmiana napięcia anodowego, siatki ekranowej lub sterującej.

6. T e t r o d y i p e n t o d y r e g u l a c y j n e (zwane również lampami o zmiennym „nachyleniu"). Różnią się one od napięciowych „wydłużoną charakterystyką". Są stosowane wszędzie tam, gdzie chodzi o automatyczną regulację wzmocnienia, a więc przede wszystkim we wzmacniaczach wielkiej i pośredniej częstotliwości. W katalogach lamp elektronowych, pentody i tetrody regulacyjne mają podawane: napięcie siatki sterującej U_{s1}, nachylenie charakterystyki „S" oraz oporność wewnętrzną R_i w dwóch pozycjach: od — do. (Współczynnik wzmocnienia tych lamp nie jest w ogóle podawany).

Przy zamianie tetrod i pentod regulacyjnych ograniczamy się do ewentualnych zmian:

— napięcia i prądu anodowego U_a lub I_a,
— napięcia siatki sterującej U_s,
— napięcia i prądu siatki ekranowej U_{s2} i I_{s2},
— napięcia i prądu żarzenia $U_ż$ i $I_ż$,
— gniazdka lampowego

przy jednoczesnym pozostawieniu innych parametrów niezmienionych.

7. T e t r o d y i p e n t o d y m o c y (zwane również strumieniowymi). Różnią się one od lamp regulacyjnych i napięciowych dużą mocą admisyjną, a więc wartością prądu anodowego oraz wysokością napięcia anodowego. Przy zamianie tych lamp zwracamy uwagę przede wszystkim na:

— prąd anodowy I_a,
— napięcie anodowe U_a,
— oporność wyjściową R_a,
— moc admisyjną P_a,
— ujemne napięcie siatki sterującej U_{s1}.

Inne dane, jak: napięcie i prąd siatki ekranowej, napięcie oraz prąd żarzenia, oporność wewnętrzna — nie odgrywają ważniejszej roli przy zamianie tetrod i pentod mocy.

8. H e p t o d y, h e k s o d y i o k t o d y. Są to lampy wielosiatkowe używane w układach z przemianą częstotliwości jako lampy mieszające. Zamiana tych lamp jest trudna i nastręcza najwięcej kłopotów, gdyż nawet zamiana gniadka lampowego lub zastosowanie cokołu przejściowego może już spowodować występowanie szkodliwych i trudnych do usunięcia sprzężeń. Dlatego lepiej ograniczać się tu w miarę możności do najprostszych tylko zmian:

— napięcia i prądu żarzenia $U_ż$ i $I_ż$,
— napięcia i prądu poszczególnych siatek,
— napięcia i prądu anodowego U_a i I_a.

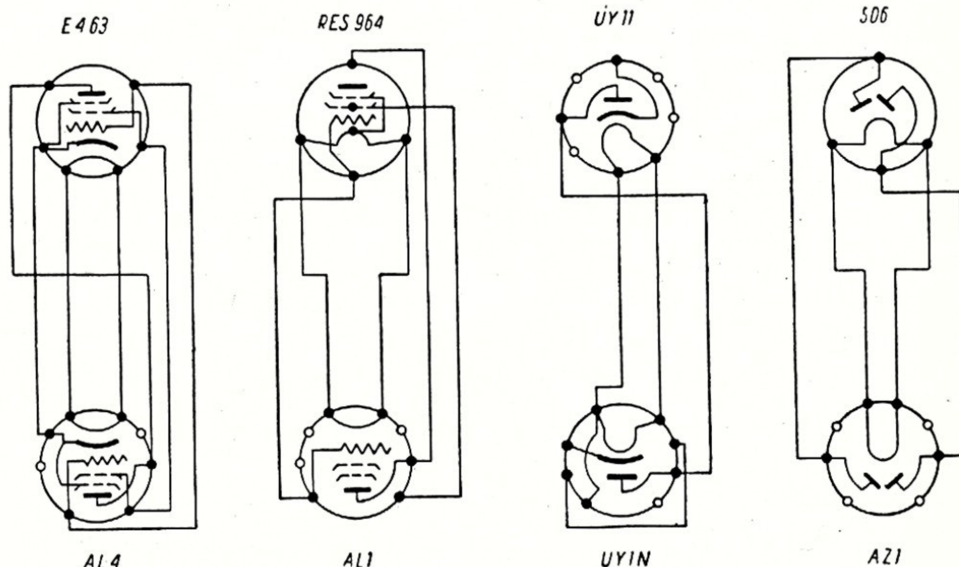
Na zmianę poszczególnych napięć i prądów trudno podać jeden „przepis", zależy on bowiem od układu, w jakim pracują lampy.

Proste manipulacje przy zamianie lamp

C o k ó ł p r z e j ś c i o w y. Stosuje się go przy zamianie lamp o jednakowych danych, lecz różnych cokołach. Składa się on ze starego cokołu połączonego z odpowiadającym mu gniazdkiem nowej lampy. Przykłady takich połączeń podane są na rys. 1. Wadą cokołów przejściowych jest możliwość powstawania złych styków oraz zwiększanie pojemności między elektrodami (specjalnie szkodliwe w odbiornikach *KF* i *UKF*).

P r z e c o k o ł o w a n i e l a m p y. Możemy je wykonać przez zdjęcie cokołu z nowej lampy i osadzenie jej na starym cokole (co nie zawsze się udaje, gdyż przy braku wprawy można łatwo uszkodzić szklaną bańkę nowej lampy lub zmienić połączenia elektrod). Nie pociąga to za sobą żadnych zmian w odbiorniku, o ile parametry lampy są takie same. Niestety nie wszystkie lampy można w ten sposób przecokołować, gdyż niektóre z nich nie posiadają zdejmowanych cokołów (lampy serii *U*, miniaturowe itd.).

Łatwiejszym i wygodniejszym sposobem jest przecokołowanie lampy bez zdejmowania cokołu. W tym celu lutujemy do nóżek nowej lampy druciki o ϕ około 0,5 mm i długości 10 cm, łącząc je z odpowiednimi nóżkami starego cokołu. Jeżeli druciki krzyżują się ze sobą, to nakładamy na nie rurkę izolacyjną. Zakładanie rurki izolacyjnej na wszystkie przewody nie jest wskazane ze względu na zmniejszenie opor-



Rys. 1

ności między elektrodami. Po przewleczeniu drucików przez otwory w starym cokole ściągamy je tak, ażeby cokół nowej lampy znajdował się jak najbliżej starego. Teraz lutujemy druciki do nóżek starego cokołu i okręcamy obydwa cokoły leukoplastem. Tak umocowaną lampę badamy, gdyż może mieć zwarcie pomiędzy elektrodami. Przy przecokołowaniu lamp należy pamiętać, że przewody siatki sterującej oraz anody powinny być od siebie jak najbardziej oddalone.

Przy zamianie starej lampy na nową o innym napięciu żarzenia zachodzi konieczność zmiany napięcia żarzenia lub prądu żarzenia. Jeżeli napięcie żarzenia nowej jest mniejsze od poprzednio stosowanej, to wystarczy włączyć szeregowo odpowiednio dobraną oporność obliczoną według wzoru:

$$R_x = \frac{U_{ż1} - U_{ż2}}{I_ż} \qquad (1)$$

gdzie:

$U_{ż1}$ — napięcie żarzenia starej lampy w V,
$U_{ż2}$ — napięcie żarzenia nowej lampy w V,
$I_ż$ — prąd żarzenia w A,
R_x — wielkość szukanej oporności w omach.

P r z y k ł a d. Zamiast pentody mocy typu *1S4* stosujemy lampę Tesla typu *IL34*. Lampa *1S4* ma: $U_ż = 1{,}4$ V, $I_ż = 0{,}1$ A, podczas gdy lampa *IL34* ma: $U_ż = 1{,}2$ V, $I_ż = 0{,}06$ A. W tym przypadku dodatkowy opornik załączony szeregowo w obwód żarzenia powinien mieć:

$$R_x = \frac{1{,}4 - 1{,}2}{0{,}06} = \frac{0{,}2}{0{,}06} = 3{,}3\ \Omega.$$

Jeżeli nowa lampa ma większe napięcie żarzenia, to w odbiornikach zasilanych z sieci przez transformator trzeba albo dowinąć odpowiednią ilość zwojów, tak aby otrzymać odpowiednie napięcie, albo zastosować oddzielny dodatkowy transformator.

W odbiornikach „uniwersalnych" z lampami żarzonymi szeregowo, w przypadku zastosowania lampy o niższym napięciu żarzenia, włączamy szeregowo w obwód żarzenia opornik obliczony według wzoru (1). Jeżeli natomiast napięcie żarzenia nowej lampy jest wyższe, należy zmniejszyć oporność opornika redukcyjnego w obwodzie żarzenia o:

$$R_x - \frac{U_{ż2} - U_{ż1}}{I_ż} \qquad (2)$$

zachowując oznaczenia z poprzedniego wzoru.

Jeżeli przy zamianie lampy różne są prądy żarzenia, to mogą zachodzić dwa przypadki: prąd żarzenia jest albo mniejszy, albo większy. W pierwszym przypadku nie zwracamy na to żadnej uwagi, jeżeli lampa żarzona jest z transformatora, baterii lub akumulatora. Przy szeregowym łączeniu lamp, dla wyrównania prądu żarzenia należy równolegle do zacisków żarzenia nowej lampy podłączyć opornik o wartości obliczonej według wzoru:

$$R_x = \frac{U_{ż2}}{I_ż - I_{ż2}} \qquad (3)$$

gdzie:

R_x — oporność szukana w omach,
$I_ż$ — prąd żarzenia starej lampy w A,
$I_{ż2}$ — prąd żarzenia nowej lampy w A.

P r z y k ł a d. W odbiorniku zasilanym z sieci 120 V mamy jednokierunkową lampę prostowniczą typu *25W4GT*, której: $U_ż = 25$ V, $I_ż = 0{,}3$ A. Zastępujemy ją nową lampą typu *25X5* mającą: $U_ż = 25$ V, $I_{ż2} = 0{,}15$ A. Podstawiamy te wielkości do wzoru:

$$R_x = \frac{25}{0{,}3 - 0{,}15} = 166{,}6\ \Omega.$$

W zaokrągleniu przyjmujemy 165 Ω.

W przypadku, gdy nowa lampa ma większy prąd żarzenia, to przy zasilaniu z transformatora, baterii lub akumulatora można zazwyczaj różnice te pominąć, gdyż nawet przy zasilaniu z transformatora można obciążyć go o około 10% ponad normę. Jeżeli lampy żarzone są szeregowo, napotykamy na większe trudności. Należy wtedy podnieść ogólny prąd żarzenia do wartości prądu żarzenia nowej lampy. W tym celu podłączamy do pozostałych, niezmienianych lamp dodatkowy opornik (rys. 2) obliczony według wzoru:

$$R_x = \frac{U_{sieć} - U_{ż2}}{I_{ż2} - I_ż} \qquad (4)$$

gdzie:

$U_{sieć}$ — napięcie sieci w V,
$U_{ż2}$ — napięcie żarzenia nowej lampy w V,
$I_{ż2}$ — prąd żarzenia nowej lampy w A,
$I_ż$ — prąd żarzenia starej lampy w A,
R_x — oporność dodatkowa w Ω.

Zazwyczaj w odbiornikach tego typu stosowane są oporniki redukcyjne R_{dod} w obwodzie żarzenia. Jeżeli przy zamianie lamp o zwiększonym prądzie żarzenia należy zmienić wartość opornika redukcyjnego R_{dod} to wartość jego obliczamy według wzoru:

$$R_{dod} = \frac{U_{sieć} - U_{żo}}{I_ż} \qquad (4a)$$

gdzie:

$U_{sieć}$ — napięcie sieci zasilającej w V,
$U_{żo}$ — ogólne (łączne) napięcie żarzenia lamp w V,
$I_ż$ — prąd żarzenia lamp w A,
R_{dod} — oporność opornika redukcyjnego w obwodzie żarzenia w Ω.

Stratę mocy na powyższym oporniku obliczamy według wzoru:

$$P_s = (U_{sieć} - U_{żo}) \cdot I_ż \qquad \textbf{(4b)}$$

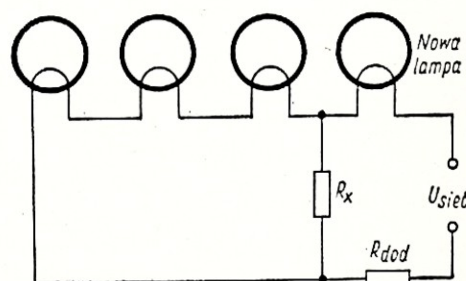
P r z y k ł a d. W odbiorniku firmy „Schaleco Wunschkonzert GW" zasilanym z sieci 220 V zamieniamy lampę prostowniczą *VY2* ($U_ż = 30$ V, $I_ż = 0{,}05$ A) na lampę *UY41* ($U_ż = 31$ V, $I_ż = 0{,}1$ A). Obliczmy wartość opornika R_x dla wyrównania prądu żarzenia według wzoru 4:

$$R_x = \frac{220 - 30}{0{,}1 - 0{,}05} = \frac{190}{0{,}05} = 3\,800\ \Omega$$

Wobec tego, że ogólne napięcie żarzenia lamp wynosi 110 V, a dotychczasowy prąd żarzenia $I_ż = 0{,}05$ A, oporność opornika redukcyjnego wynosi:

$$R_{dod} = \frac{220 - 110}{0{,}05} = 2\,200\ \Omega$$

Po zamianie lampy *VY2* na *UY41* oraz zastosowaniu dodatkowego opornika R_x (równoległego do pozostałych lamp) prąd w obwodzie żarzenia zwiększy się do 0,1 A. W związku z tym opor-



Rys. 2

ność opornika redukcyjnego powinna wynosić:

$$R_{dod} = \frac{220 - 110}{0,1} = 1\,100\ \Omega$$

Stratę mocy na powyższym oporniku obliczamy według wzoru 4b:

$$P_s = (220 - 110)\ .\ 0,1 = 11\ \ \text{W.}$$

Zmiana napięcia na siatce ekranowej. Często się zdarza, że nowa lampa pracuje przy odmiennym napięciu siatki ekranowej. Napięcie to może być albo większe albo mniejsze od dotychczasowego. Jeżeli napięcie jest większe (przeważnie równe napięciu anodowemu), to wystarcza usunięcie opornika redukującego napięcie w obwodzie siatki (rys. 3). Jeżeli nowa lampa ma mniejsze napięcie na siatce ekranowej, to zmniejszamy je do wielkości podanej w katalogu. W tym celu w obwód siatki ekranowej wstawiamy opornik, którego wartość obliczamy według wzoru:

$$R_a = \frac{U_{a\,max} - U_{s2}}{I^s{}_2} \qquad (5)$$

gdzie:

$U_{a\,max}$ — napięcie anodowe maksymalne w V,

U_{s2} — napięcie siatki ekranowej w V,

I_{s2} — prąd siatki ekranowej w V,

R_x — szukana oporność w Ω.

Przykład. Zamiast lampy typu *EL1* ($U_a = U_{s2} = 250$ V) stosujemy lampę Marconi typ *E1192* mającej takie same napięcie anodowe, lecz $U_{s2} = 135$ V przy prądzie $I_{s2} = 4,4$ mA, czyli 0,0044 A. Podstawiamy te dane do wzoru 5 i otrzymujemy:

$$R_x = \frac{250 - 135}{0,0044} \cong 26\,000\ \Omega.$$

Zmiana napięcia na siatce sterującej. Ujemne napięcie na siatce sterującej jest uzyskiwane na oporniku w obwodzie katody (rys. 4) lub na ogólnym dzielniku napięcia dla kilku lamp w obwodzie zasilacza. Wartość tego opornika obliczamy według wzoru:

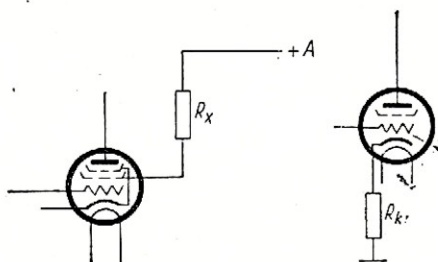
$$R_k = \frac{U_{s1}}{I_a} \qquad (6)$$

gdzie:

U_{s1} — ujemne napięcie siatki sterującej w V,

I_a — prąd anodowy w A,

R_k — oporność opornika katodowego w Ω.



Rys. 3. Zmniejszenie napięcia na siatce ekranowej

Rys. 4. Opornik katodowy

Przykład. Obliczyć wartość opornika dla lampy głośnikowej *AL4*, której $U_{s1} = -6$ V, przy prądzie anodowym $I_a = 36$ mA (czyli 0,036 A). Podstawiamy dane do wzoru 6 i otrzymujemy:

$$R_k = \frac{6}{0,036} \cong 166\ \Omega.$$

Jeżeli oporność opornika w katodzie ma odchylenie nie większe od 10%, to można go pozostawić, jeżeli zaś przekracza tę granicę, trzeba go zastąpić nowym.

J. Fijałkowski

Odpowiedzi Redakcji

Ob. Bemer, Rybaki — korespondencyjne kursy radiotechniczne, radiomechaniczne i telewizyjne prowadzi Zakład Doskonalenia Rzemiosła, Warszawa, ul. Podwale 13/15. Radzimy zwrócić się tam w celu uzyskania wyczerpujących informacji.

Ob. K. Widelski, Warszawa — potwierdzamy odbiór artykułu, jest w ocenie.

Ob. K. Becker, Gdynia-Orłowo — w numerze 4/59 naszego pisma znajdzie Pan wiele interesujących szczegółów o rozwoju naszej telewizji i planach na przyszłość. Prosimy cierpliwie czekać. W niedługim czasie postaramy się zaspokoić i drugie Pana życzenie odnośnie fabryki telewizorów.

Ob. K. Stawski, Łódź — informacji odnośnie pytania pierwszego udzieli Panu ZDR w Warszawie, ul. Podwale 13/15, w sprawie zaś informacji o zaocznych Technikach Łączności należy zwrócić się do Dyrekcji Okręgowej Szkolenia Zawodowego w Łodzi.

Ob. Jan Majka, Zborów — prosimy o nadesłanie opisu i rysunków do oceny, materiał ew. wykorzystamy. W sprawie zatrudnienia nie pośredniczymy.

Mgr Z. Szkurłatowski, Wrocław — potwierdzamy odbiór artykułu, jest w ocenie.

Ob. M. Sankowski, Wrocław — list Pana przekazaliśmy wg kompetencji do Zakładów Radiowych im. M. Kasprzaka w Warszawie i stamtąd proszę oczekiwać wyczerpujących informacji.

Ob. St. Kubisa, Szczecin — potwierdzamy odbiór notatki. Dziękujemy za pozdrowienia.

Ob. K. Żerucha, St. Bielsko — informacji w sprawie szkół zawodowych, a więc i radiotechnicznych udzielają Dyrekcje Okręgowe Szkolenia Zawodowego w miastach wojewódzkich. Radzimy więc zwrócić się do DOSZ-u w Katowicach, gdzie dowie się Pan o warunkach przyjęcia. Za pozdrowienia dziękujemy.

Ob. L. Pazura, Kraków — potwierdzamy odbiór notatki. Jednocześnie informujemy, że techniczne pisma zagraniczne mogą prenumerować jedynie zakłady pracy, indywidualnej prenumeraty nie ma.

Ob. J. Augustynowicz, Lublin — potwierdzamy odbiór artykułu, jest w ocenie.

Inż. T. Rudzki, Katowice — potwierdzamy odbiór artykułu — jest w ocenie. Jednocześnie informujemy, że chętnie widzimy opisy konstrukcji układów do wykonania we własnym zakresie; przede wszystkim opracowania oryginalne, na poziomie średnio zaawansowanego czytelnika; styl jasny i zrozumiały.

Mgr inż. Jan Hołownia, Wrocław — potwierdzamy odbiór artykułu, jest w ocenie.

KF UKF

Alfred Jankowski SP3PJ

Wskazówki do projektowania krótkofalowego odbiornika komunikacyjnego

Artykuły o budowie amatorskich krótkofalowych odbiorników komunikacyjnych, ukazujące się w dostępnych nam czasopismach rzadko wybiegają poza opis montażu podanego układu. Pragnąc przyjść z pomocą tym, których interesuje budowa odbiorników we własnym zakresie — podam kilka ogólnych wskazówek użytecznych przy projektowaniu i budowie takich odbiorników.

Nie będę tu opisywał odbiorników prostych, które dla amatora nadawcy nie są dziś odpowiednim sprzętem z uwagi na „tłok" w pasmach.

Zasadniczymi warunkami stawianymi odbiornikom komunikacyjnym dla amatorów są:

— selektywność,
— tłumienie odbić lustrzanych,
— czułość.[1])

Selektywność, która dla odbioru emisji *A1* powinna być bardzo duża, jest możliwa do uzyskania za pomocą filtrów kwarcowych, filtrów mechanicznych lub też przez zastosowanie wieloobwodowych filtrów *LC* we wzmacniaczu pośr.cz. W tym ostatnim przypadku częstotliwość pośrednia powinna być dostatecznie mała (50 do 150 kHz).

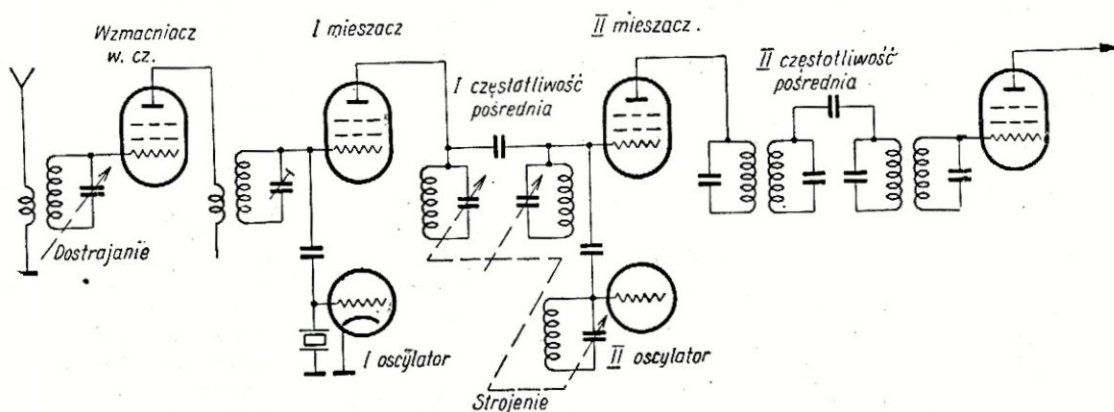
Odpowiednie tłumienie odbić lustrzanych można uzyskać przez zastosowanie na wejściu odbiornika dostatecznie selektywnych obwodów, najlepiej w postaci filtrów wstęgowych, których wykonanie w warunkach amatorskich dla fal krótkich jest trudne lub też zastosowanie stosunkowo wielkiej pośr.cz. (większej od 1000 kHz).

Czułość odbiornika jest zależna od stopni wzmacniających i przy dobrym wykonaniu może być doprowadzona do części mikrowolta.

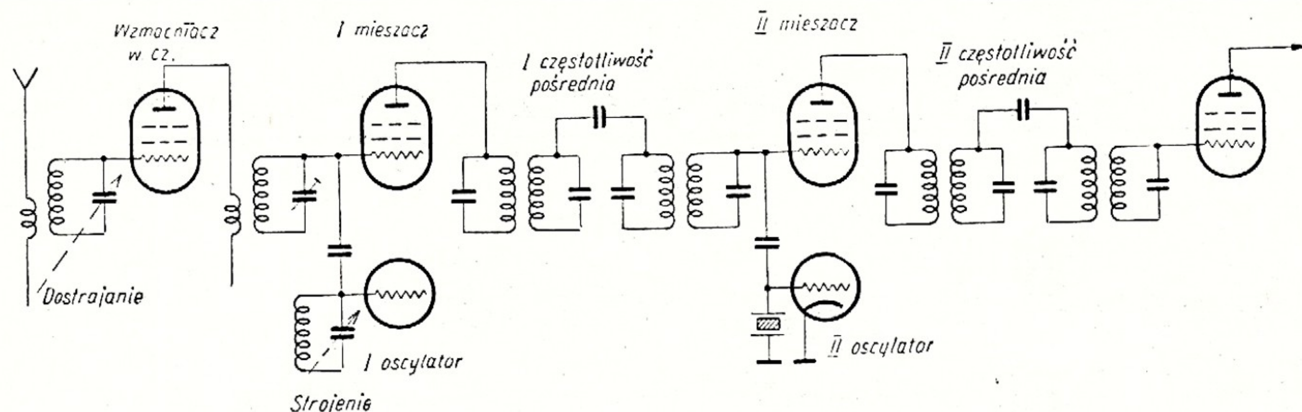
W celu uzyskania dużego tłumienia odbić lustrzanych oraz dużej selektywności trzeba zbudować odbiornik z dwukrotną przemianą częstotliwości. W odbiorniku takim pierwsza (duża) pośr.cz. zapewni tłumienie odbić lustrzanych, a druga (mała) — potrzebną selektywność.

Odbiorniki z dwiema przemianami częstotliwości dzielą się pod względem strojenia na dwa rodzaje: pierwszy — strojony za pomocą przestrajania pierwszej pośr.cz. (rys. 1 — pierwszy oscylator stały); drugi — strojony zmianą częstotliwości pierwszego oscylatora (rys. 2). Każdy z tych układów ma swoje zalety i wady, o czym może świadczyć budowanie jednych i drugich. Rozpatrzmy dla porównania wspomniane zalety i wady obu rodzajów.

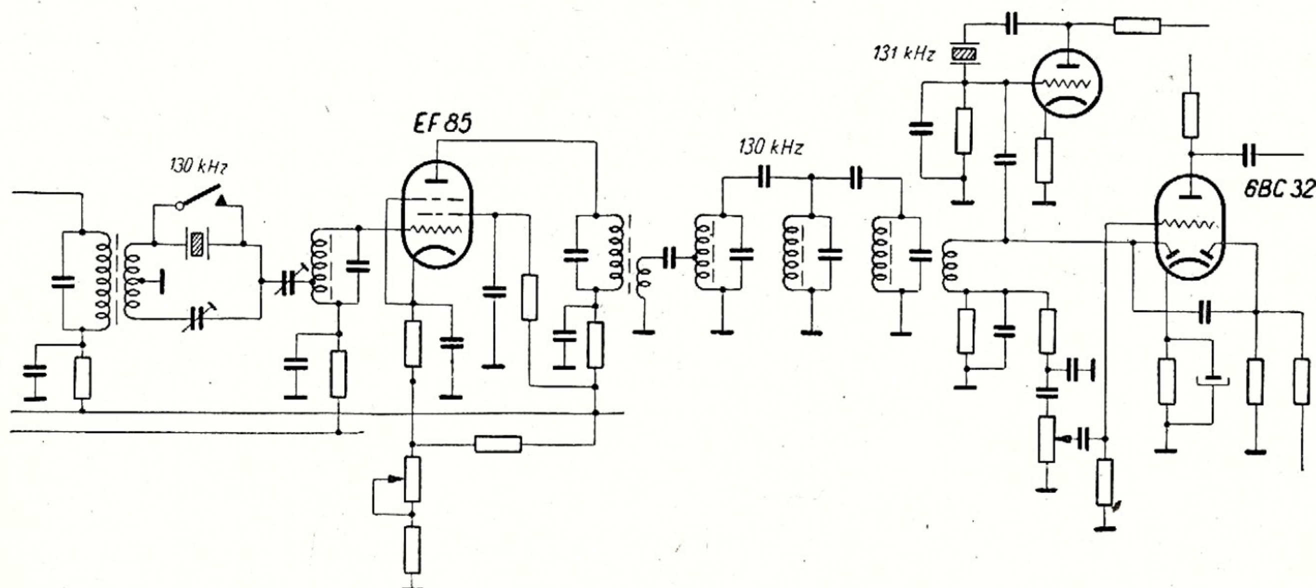
Główną zaletą pierwszego rozwiązania jest łatwość uzyskania dużej stałości częstotliwości odbiornika; oscylator pierwszej przemiany może być bowiem stabilizowany kwarcem, a oscylator drugiej przemiany — dzięki pracy w tym samym zakresie częstotliwości dla wszystkich pasm odbieranych — może być zaprojektowany na największą możliwie stabilność. Wadą tego rodzaju — szczególnie w naszych warunkach — jest konieczność posiadania osobnych kwarców do pierwszego oscylatora na każde pasmo odbierane oraz jednakowej szerokości wszystkich zakresów takiego odbiornika np. 1 MHz. W takich warunkach pasmo 40-metrowe o szerokości 150 kHz zajmuje tylko 0,15 długości skali. Podobnie wygląda sprawa z pozostałymi pasmami, z wyjątkiem 10-metrowego, które musi być za to rozbite na dwa zakresy (28—29 MHz i 29—30 MHz).



Rys. 1. Układ odbiornika ze strojonymi obwodami pierwszej pośr. cz.



Rys. 2. Konwencjonalny układ odbiornika z podwójną przemianą częstotliwości



Rys. 3. Schemat stopni drugiej częstotliwości pośr. z zastosowaniem filtra kwarcowego

Zaletą drugiego rozwiązania jest przede wszystkim mniejsza ilość potrzebnych kwarców oraz łatwość „rozciągnięcia" każdego z pasm na całej skali odbiornika. Wadą tego rozwiązania będzie trochę mniejsza stałość częstotliwości (pierwszy oscylator strojony). W ten sposób są zbudowane np. odbiorniki: *Lambda*, *NC300* oraz większość odbiorników amatorskich.[2])

Ze względu na trudności w uzyskaniu odpowiedniej ilości specjalnie dobieranych kwarców — w naszych warunkach praktyczniejsze jest konstruowanie odbiorników drugiego rodzaju i nimi przede wszystkim się zajmę.

Projektowanie takiego odbiornika należy rozpocząć od doboru pierwszej i drugiej pośr.cz. oraz częstotliwości drugiego oscylatora.

Jak już wspomniałem, druga pośr.cz. w celu uzyskania jak największej selektywności powinna być dostatecznie mała i zawierać dużą ilość obwodów. Selektywność jej może być jednak wtedy tak wielka, że odbiór normalnej fonii A3 będzie niemożliwy. Przełączanie sprzężenia między obwodami w dużej ilości filtrów w celu regulacji szerokości wstęgi jest trudne i wymaga specjalnych przełączników.

W tych warunkach buduje się dwukanałowe wzmacniacze drugiej pośr.cz. Jeden o wąskiej wstędze, a drugi — szerokowstęgowy dla odbioru fonii.

Znacznie prostszym rozwiązaniem jest zastosowanie takiej pośr.cz., do jakiej posiada się odpowiedni kwarc. Wówczas szerokość wstęgi dobiera się tak, aby można było normalnie odbierać fonię, a dla odbioru telegrafii dodatkowo włączyć filtr kwarcowy. Najłatwiejsze do zdobycia są kwarce na częstotliwość 130 kHz (do odbiornika *EZ6*), kwarce 352 kHz (do odbiornika *Mwec*) i dlatego te dwie wartości będą najczęściej wchodziły w rachubę.[3]) Dla przykładu podam, że stosując pięć obwodów drugiej pośr.cz. 130 kHz z jednym filtrem kwarcowym (rys. 3), uzyskałem odbiór telegraficzny odstrojony tylko o 750 kHz.

Pierwsza pośr.cz. powinna być możliwie duża, jednak nie powinna znajdować się zbyt blisko częstotliwości odbieranych przez odbiornik z uwagi na możliwość bezpośredniego przedostawania się sygnałów o tej częstotliwości przez obwody wejściowe odbiornika. W odbiornikach z dwiema przemianami, zbudowanych według uprzednio określonego pierwszego rodzaju występowałyby w takim przypadku w różnych punktach skali sygnały zakłócające. Dla odbiorników drugiego rodzaju nietrudno natomiast zastosować na wejściu odbiornika eliminator, nastrojony na pierwszą pośr.cz.

Wartość pierwszej pośr.cz. nie powinna przekraczać 2500 kHz, chyba

że posiadany kwarc do drugiego oscylatora oraz do drugiej pośr. cz. wyznaczą większą wartość; wówczas jednak wejście odbiornika dla pasma 80 m powinno być wykonane w postaci filtra wstęgowego. Pierwszą pośr.cz. możnaby też ulokować między pasmem 3,5 a 7 MHz, lecz tak duża jej wartość wymagałaby użycia potrójnej przemiany częstotliwości.

Drugi oscylator powinien być stabilizowany kwarcem o tak dobranej częstotliwości, aby jej harmoniczne nie wypadły w żadnym z pasm odbieranych.

W zbudowanym odbiorniku mam następujący zestaw tych częstotliwości:

I pośr.cz. — 2150 kHz
II pośr.cz. — 130 kHz (z kwarcem)
II oscylator — 2280 kHz (kwarc)

Wprawdzie 13-a harmoniczna drugiego oscylatora wypada w pasmie 10 m (29 640 kHz), ale dzięki dobremu ekranowaniu stopnia drugiej pośr.cz. wraz z drugim oscylatorem — nie jest słyszalna.

O selektywności całego odbiornika decyduje ilość i jakość obwodów drugiej pośr.cz. i z tego powodu szerokość wstęgi przenoszenia pierwszej pośr.cz. stawiamy często na drugim planie, zapominając, że jest to bardzo „czuły" punkt odbiornika.

Od szerokości wstęgi pierwszej pośr.cz. zależy bowiem ilość i natężenie niepożądanych sygnałów, jakie pojawią się na wyjściu odbiornika. Wstęga ta powinna więc być dostatecznie wąska.

Jako ogólną zasadę można przyjąć, że szerokość wstęgi pierwszej pośr.cz. powinna być mniejsza od wartości drugiej pośr.cz. Stosując np. drugą pośr.cz. równą 130 kHz obwody pierwszej pośr.cz. powinny być tak wykonane, aby nie przedostawało się przez nie pasmo częstotliwości szersze niż 130 kHz.

Ponieważ szerokość przenoszonej wstęgi zależy od częstotliwości i od liczby obwodów, to przy zwiększaniu różnicy między pierwszą a drugą pośr.cz. wzrastać będzie liczba obwodów pierwszej pośr.cz. W przypadku zbyt dużej różnicy między tymi częstotliwościami — co spotyka się raczej w odbiornikach *UKF* — należy stosować trzy przemiany częstotliwości, kierując się tymi samymi zasadami, co przy projektowaniu odbiorników o dwóch przemianach. Stosując np. *I* pośr.cz. równą 5 MHz, a *II* pośr.cz. równą 80 kHz — liczba obwodów *I* pośr.cz. musiałaby być (dla uzyskania wstęgi węższej niż 80 kHz) bardzo duża; w takim przypadku byłoby więc celowe zastosowanie między nimi jeszcze jednej przemiany, np. na 455 kHz.

Jeżeli szerokość przenoszonej przez *I* pośr.cz. wstęgi nie będzie dostatecznie mała, wówczas przez jej obwody mogą przedostawać się do drugiego stopnia przemiany częstotliwości dwa sygnały, o różnicy równej *II* pośr.cz.; sygnały te przedostaną się na wyjście odbiornika bez udziału drugiego oscylatora. W przypadku szczególnie mało selektywnej pierwszej pośr.cz. takich par sygnałów może być bardzo wiele, a poza tym mogą wystąpić dodatkowo odbicia lustrzane. Zwykle zjawiska te występują jednocześnie, dając złudzenie niezwykłej czułości odbiornika (odbiór bardzo wielu sygnałów, nie słyszanych w odbiorniku z jedną przemianą lub też w odbiorniku prostym).

A oto przykład występowania niepożądanych sygnałów w odbiorniku o następujących pośr.cz. i drugiego oscylatora:

odbiornik nastrojony na częstotliwość	— 7035 kHz
częstotliwość pierwszego oscylatora	— 9185 kHz
pierwsza częstotliwość pośrednia	— 2150 kHz
częstotliwość drugiego oscylatora	— 2280 kHz
druga częstotliwość pośrednia	— 130 kHz

Jeśli na wejściu tego odbiornika pojawią się dwa sygnały, np. 7100 kHz i 6970 kHz, to po zmieszaniu z częstotliwością pierwszego oscylatora otrzymamy częstotliwość 2085 i 2215 kHz różnica między nimi wynosi 130 kHz, jeśli więc te dwie częstotliwości przejdą przez stopnie pierwszej pośr.cz. aż do drugiego mieszacza, to bez pomocy drugiego oscylatora mogą pojawić się na wyjściu odbiornika.

Dalej, jeśli na wejściu tego samego odbiornika pojawi się sygnał 6775 kHz, to po zmieszaniu z częstotliwością pierwszego oscylatora da on częstotliwość 2410 kHz; jeśli i ta częstotliwość dotrze do drugiego mieszacza, to po zmieszaniu się z częstotliwością drugiego oscylatora da 130 kHz i pojawi się również na wyjściu odbiornika.

Z tego wynika, że w przypadku niedostatecznej selektywności pierwszej pośr.cz., oprócz częstotliwości pożądanej 7035 kHz pojawią się na odbiorniku sygnały zakłócające: 6775 kHz, 6970 kHz i 7100 kHz, a odbiornik taki będzie się zachowywał podobnie, jak gdyby miał tylko jedną pośr.cz. równą 130 kHz.

O dostatecznej selektywności pierwszej częst. pośr. posiadanego odbiornika można się przekonać w ten sposób, że po wyłączeniu drugiego oscylatora trzeba przestrajać odbiornik na wszystkich pasmach w różnych porach dnia.

W dobrze wykonanym odbiorniku nie powinno być słychać w tych warunkach żadnego sygnału. Posiadając dobrze wyskalowany generator sygnałowy w.cz. można również sprawdzić, czy oprócz sygnału pożądanego odbiornik ten przenosi sygnały odbicia lustrzanego dla drugiej pośr.cz. Taka częstotliwość lustrzana wypadnie niżej lub wyżej częstotliwości sygnału pożądanego.

W poprzednio podanym przykładzie wypadłaby ona o 260 kHz niżej, czyli na częstotliwości 6775 kHz (przy sygnale 7035 kHz).

W praktyce przekonałem się, że stopień pierwszej, który nie przenosi odbicia lustrzanego nie wprowadza też poprzednio opisanego mieszania się dwóch sygnałów.

Poza podanymi możliwościami przedostania się sygnałów zakłócających może zajść jeszcze inny przypadek spotykany często w odbiornikach z jedną przemianą częstotliwości; jest on identyczny z poprzednio opisanym z tą różnicą, że występuje w pierwszym stopniu przemiany częstotliwości. Dwa silne sygnały (w pobliżu odbieranego pasma częstotliwości), których różnica częstotliwości równa jest wartości pierwszej pośr.cz. po przedostaniu się do pierwszego mieszacza dadzą sygnał wypadkowy o pośr.cz., który przejdzie przez pozostałe stopnie odbiornika na jego wyjściu.

Ten rodzaj zakłóceń można łatwo wykryć przez wyłączenie pierwszego oscylatora w odbiorniku. Jeśli zakłócenia tego rodzaju będą miały miejsce — będą one nadal słyszane, podczas gdy inne sygnały zanikną. Zakłócenia takie występują w postaci lekkiego „tła", słyszanego zwykle w dość szerokim zakresie częstotliwości, prawie jednakowo, bez względu na przestrajanie odbiornika. Usunąć je można przez zwiększenie selektywności obwodów wejściowych lub przez osłabienie

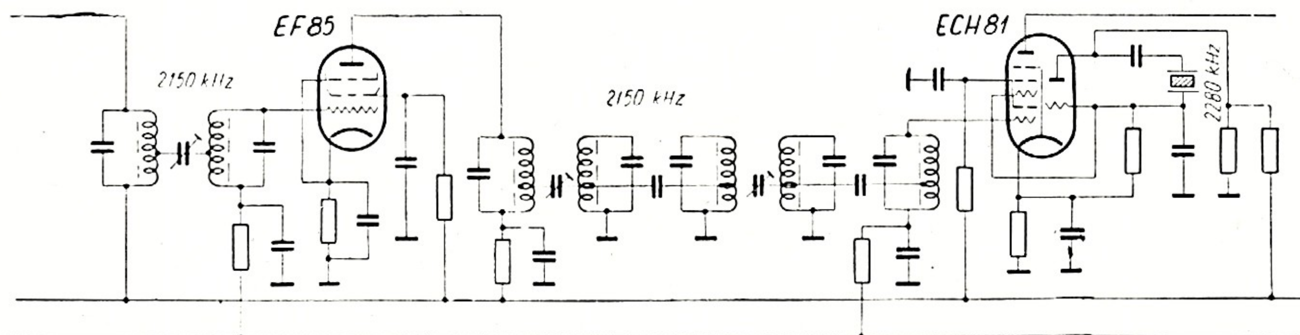
sprzężenia między anteną a obwodem siatkowym oraz między obwodem anodowym wzmacniacza w.cz. a obwodem siatkowym mieszacza.

Zjawisko to znika również ze wzrostem pierwszej pośr.cz. Przykładowe rozwiązanie stopni pierwszej cz. pośr. przedstawia schemat na rys. 4.

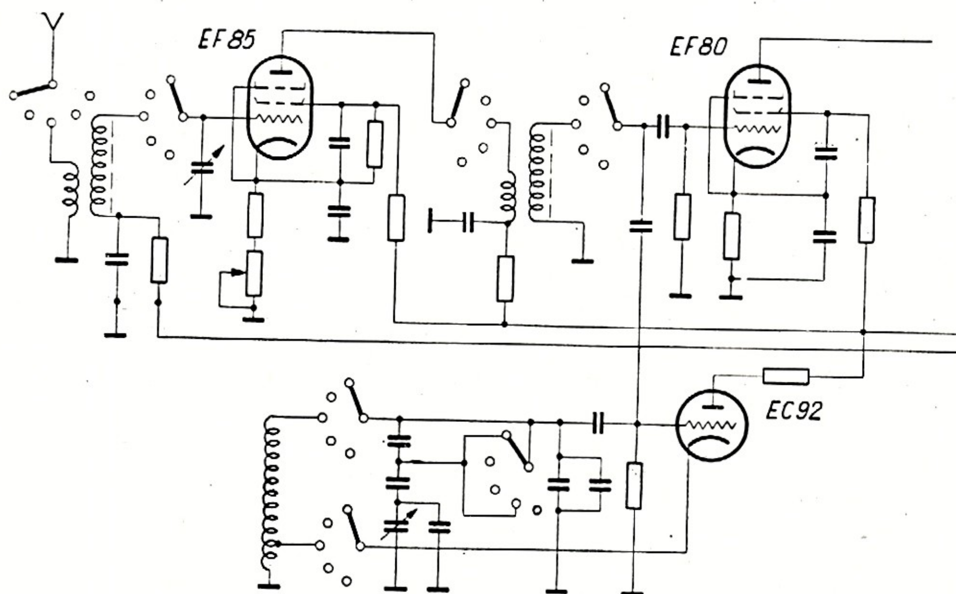
detektor *ARW*, na które nie ma wpływu sygnał z *BFO;* w takich odbiornikach można odbierać telegrafię z *ARW*). Regulacja wzmocnienia powinna się w zasadzie odbywać tylko we wzmacniaczu drugiej pośr.cz., ponieważ w ten sposób uzyskuje się najlepszy stosunek sygnału do szumów własnych od-

np. *EF14*, *EF80* lub *6AC7*, ma nie tylko wzmacniać, lecz także przyczynić się do zwiększenia selektywności obwodów wejściowych odbiornika.

Wymagane od niego wzmocnienie jest tylko takie, aby szumy z anteny i pierwszego obwodu odbiornika po wzmocnieniu przez ten sto-



Rys. 4. Schemat stopni pierwszej pośr. cz. ze stabilizowanym kwarcem drugim oscylatorem



Rys. 5. Schemat wejściowych stopni odbiornika i pierwszego oscylatora

Ważnym czynnikiem decydującym o czułości odbiornika jest właściwe rozłożenie wzmocnienia na poszczególne jego stopnie oraz umieszczenie w odpowiednim miejscu regulatora wzmocnienia. Zasadniczo w oddzielne regulatory wzmocnienia powinny być wyposażone: wzmacniacz w.cz., wzmacniacz drugiej p.cz. oraz wzmacniacz m.cz.

Automatyka powinna być zawsze w momencie włączenia *BFO* zwierana (z wyjątkiem odbiorników posiadających oddzielny wzmacniacz i

biornika. Wzmocnienie w.cz. i m.cz. powinno być ustawione na maksimum.

Przy odbiorze fonii i włączonej *ARW* można dać maksymalne wzmocnienie pośr.cz., a regulację przeprowadzać we wzmacniaczu m.cz.

Jak już wspomniałem, każdy odbiornik krótkofalowy powinien być wyposażony we wzmacniacz. w.cz. (rys. 5). Wzmacniacz ten, zbudowany na lampie o małym równoważnym oporze szumów własnych,

pień przewyższały szum następującego po tym stopniu mieszacza.

Najwłaściwszym, umożliwiającym optymalne dobranie warunków wzmocnienia wzmacniacza w.cz. jest układ transformatorowy.

Również antena z obwodem siatkowym powinna być sprzeżona transformatorowo. Dzięki temu, przez dobór ilości zwojów cewki antenowej lub też cewki obwodu anodowego wzmacniacza w.cz. można uzyskać potrzebne wzmocnienie, przy

odpowiedniej szerokości wstęgi tych obwodów.

Rodzaj mieszania może być dowolny. Należy jednak jak najlepiej dobrać warunki pracy mieszacza w danym układzie. Stopień ten powinien pracować bez automatyki.

Pierwszy oscylator również w dowolnym[4]) układzie z kompensacją wpływu zmian temperatury powinien dostarczać odpowiedniego napięcia w.cz.

Druga przemiana częstotliwości wraz z oscylatorem może być zbudowana na lampie kombinowanej, np. *ECH81*, nie należy jednak w tym stopniu używać lamp starszych typów (np. *6SA7*), ponieważ ich szumy są na ogół 3 do 4 razy większe od szumów nowoczesnych lamp europejskich.

Tor drugiej pośr.cz. może posiadać jeden lub dwa stopnie wzmocnienia, zależnie od liczby zastosowanych w nim obwodów.

W zależności od potrzeb, detektor może być wykonany w dotychczas stosowanym układzie diodowym lub też w układzie mieszającym (dla *CW* i *SSB*). Ten drugi układ, posiadający szereg zalet, wymaga jednak dla odbioru zwykłej fonii *A3* przełączania na normalną diodę. Jeśli odbiornik ma służyć także do odbioru *SSB*, oscylator dudnieniowy *(BFO)* powinien być przestrajany. Dla odbioru tylko telegrafii *A1* może on być wykonany na jedną częstotliwość i również na kwarcu (np. od odbiornika *EZ6*-131 kHz).

Wzmacniacz m.cz. powinien być 2-stopniowy, nie musi jednak zawierać normalnej lampy głośnikowej. Dla odbioru na słuchawki lub mały głośnik w zupełności wystarczy na wyjściu pentoda w.cz. lub mała lampa wyjściowa jak np. *6G6G*.

Ogólną regulację wzmocnienia odbiornika przeprowadza się w ten sposób, że po uruchomieniu wzmacniacza m.cz., wzmacniacza drugiej pośr.cz., drugiego mieszacza i wzmacniacza pierwszej pośr.cz. i po zestrojeniu wszystkich obwodów włącza się BFO i regulacją wzmocnienia m.cz. i pośr.cz. ustawia na maksimum. Na wyjściu odbiornika powinien się wówczas pojawić szum. Odpowiednim zwiększeniem oporników katodowych lamp wzmacniacza drugiej pośr.cz. należy ten szum doprowadzić do granicy zaniku. Następnie, po wykonaniu obwodów w.cz. odbiornika i ich zestrojeniu — należy włożyć na swoje miejsce lampę pierwszego mieszacza oraz pierwszego oscylatora. Po tej czynności szum na wyjściu odbiornika powinien się pojawić ponownie. Po włożeniu na swoje miejsce lampy wzmacniacza w.cz. szum odbiornika powinien jeszcze wzrosnąć; dalszy wzrost powinien nastąpić po dostrojeniu obwodu wejściowego.

Jeżeli wszystko będzie przebiegało tak jak opisałem wyżej, to znaczy, że na wejściu odbiornika będzie słychać przyrost szumu w miarę wkładania odpowiednich lamp, a na końcu także po dostrojeniu pierwszego obwodu odbiornika, będzie to wskazywało, że czułość odbiornika jest doprowadzona do poziomu szumów pochodzących z pierwszego obwodu.

Odpowiednim sprzężeniem z anteną można uzyskać, że czułość ta będzie równa poziomowi szumów anteny. Próbę taką można wykonać wówczas, gdy na sprawdzanym pasie panuje cisza i kiedy nie ma żadnych zakłóceń atmosferycznych i przemysłowych. W takim przypadku po włożeniu anteny w gniazdko odbiornika powinien dać się słyszeć przyrost szumu na wyjściu odbiornika.[5])

Stosowanie wzmacniaczy kaskodowych lub też mieszaczy triodowych w odbiorniku krótkofalowym mija się z celem, ponieważ stosując odpowiednie pentody można doprowadzić czułość takiego odbiornika do granicy normalnych szumów kosmicznych bez potrzeby stosowania skomplikowanych układów neutralizujących.

Strojenie odbiornika wykonanego wyłącznie na pasma amatorskie najlepiej przeprowadzać jednym kondensatorkiem zmiennym o małej pojemności w oscylatorze. Obwody siatkowe mieszacza mogą być zestrojone na środek pasma. Obwody siatkowe wzmacniacza w.cz. dostraja się oddzielnym kondensatorem o małej pojemności z ośką wyprowadzoną na płytę frontową odbiornika.

Na dobieranie współbieżności obwodów przestrajanych w tak małych granicach częstotliwości jak pasma amatorskie szkoda wysiłku, ponieważ nawet dobrze wykonana współbieżność nie da lepszych rezultatów, a w przypadku złego jej wykonania wyniki będą gorsze.

Kierując się powyższymi uwagami, można sprawdzić jakość posiadanego odbiornika oraz ewentualnie zaprojektować dobry odbiornik dla celów amatorskich.

---

[1]) Autor nie uwzględnił tu sprawy modulacji skrośnej, bardzo istotnej przy dzisiejszym tłoku w „eterze" i obecności silnych stacji radiofonicznych i innych w pobliżu (często nawet i wewnątrz) pasm amatorskich. Dla zmniejszenia niebezpieczeństwa modulacji skrośnej konieczny jest kompromis z czułością, polegający głównie na ograniczeniu wzmocnienia stopni wstępnych, zanim sygnał osiągnie stopnie o dużej selektywności — *przyp. red.*

[2]) Dodatkową wadą jest skomplikowanie układu oscylatora i mieszacza w celu uzyskania odpowiedniej stabilności oraz uniknięcia t.zw. „przeciągania" (synchronizowania się częstotliwości oscylatora z silnymi sygnałami i częstotliwością obwodów wejściowych) — *przyp. red.*

[3]) Osiągalne są także czasem kwarce na standardowe częstotliwości pośrednie (455—470 kHz) od demobilowych odbiorników amerykańskich (*SX28*, *AR88*, *BC342*) oraz innych, obecnie importowanych jak np. czechosłowacka „Lambda" — *przyp. red.*

[4]) Dowolność układu mieszacza i oscylatora ograniczona jest stawianymi odbiornikowi wymaganiami pod względem stabilności, wrażliwości na modulację skrośną, selektywności, ilości zakresów itd. — *przyp. red.*

[5]) Lepiej użyć generatora szumów. W jego braku próbę można przeprowadzić, umieszczając w miejsce anteny opornik bezindukcyjny i zwierając go przy próbie, co powinno pociągnąć za sobą zmniejszenie szumu — *przyp. red.*

Centralny Zarząd Radiostacji i Telewizji — Zespół w Szczecinie, Al. Niepodległości 41 tel. 34-236 — **sprzeda z remanentów lampy radiowe** (odbiorcze) różnych typów, po cenach zniżonych. Wysyłka za zaliczeniem pocztowym.

Porady

Ob. Stanisław Staniecki, Grudziądz

Pytania Pana dotyczą wzmacniacza „Hi-Fi" 10 W opisanego w grudniowym numerze „Radioamatora" z 1957 r. Ponieważ opis ten wzbudził szersze zainteresowanie wśród Czytelników — postaramy się sprawę transformatora wyjściowego nieco bliżej wyjaśnić.

W modelowym wzmacniaczu zastosowano w transformatorze wyjściowym rdzeń pokazany na rys. 1. Zamiast niego można użyć rdzenia, którym Pan dysponuje (rys. 2). Rdzeń ten różni się wymiarami tak nieznacznie od rdzenia modelowego, że można na nim wykonać uzwojenia o takiej samej liczbie zwojów. Ponieważ okno w blaszkach rdzenia z rys. 2 jest większe, może Pan zastosować grubszy drut; będzie to korzystne, gdyż wpłynie na zmniejszenie oporności wewnętrznej wzmacniacza i polepszy sprawność transformatora. Powinno się zmieścić uzwojenie 4 x 950 zwojów drutu Cu 0,18 oraz 6 x 95 zwojów drutu Cu 0,5 — w izolacji emaliowej.

Należy zwrócić uwagę na to, że w wyjściowych transformatorach nowoczesnych wzmacniaczy konieczny jest dostateczny przekrój rdzenia z uwagi na znaczne wartości indukcji występującej przy najmniejszych częstotliwościach pasma akustycznego (poniżej 50 Hz).

Z zależności

$$B_m = \frac{E \cdot 10^8}{4{,}44\, f Q z}$$

gdzie: B_m — indukcja w rdzeniu,
E — indukowana siła elektromotoryczna,
f — częstotliwość,
Q — przekrój rdzenia,
z — liczba zwojów,

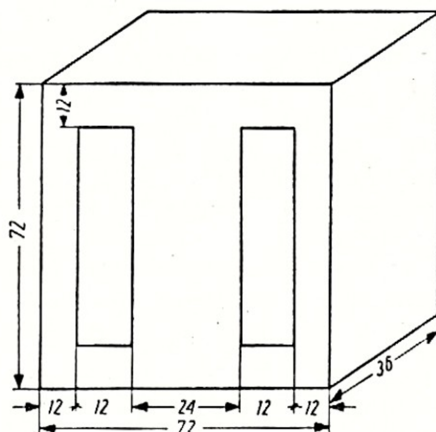
wynika, że jeśli zastosujemy rdzeń o mniejszym przekroju, to aby nie przekroczyć założonej wartości indukcji, trzeba zwiększyć liczbę zwojów (np. dwukrotnie mniejszy przekrój rdzenia — to dwukrotnie większa liczba zwojów). Zwiększanie liczby zwojów pociąga za sobą następujące niedogodności:

— zwiększa indukcyjności rozproszenia pomiędzy poszczególnymi uzwojeniami,

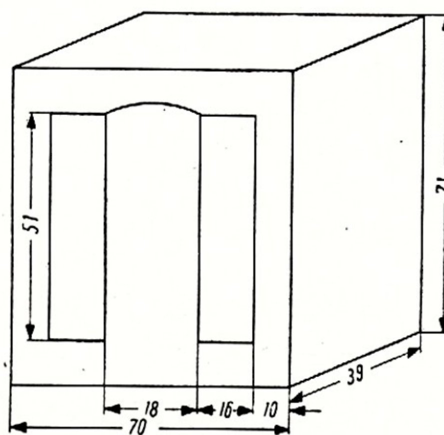
— zwiększa straty w uzwojeniach i wpływa na zwiększenie oporności wewnętrznej wzmacniacza.

Z podanych względów nie należy żałować żelaza i budować transformatory na dużych rdzeniach, przy uzwojeniach o odpowiednio małej liczbie zwojów. Warto przypomnieć, że okna w rdzeniu nie powinny być nadmiernie duże, bo wówczas średnia droga w rdzeniu jest większa, a indukcyjność pierwotnego uzwojenia proporcjonalnie mniejsza. Dokładniej można przestudiować metodę obliczania transformatorów wyjściowych z następujących książek: R. M. Malinin — „Wzmacniacze małej częstotliwości", G. A. Snicerew — „Nomogramy do obliczania transformatorów wyjściowych", G. S. Cykin — „Transformatory małej częstotliwości". Transformator sieciowy można zaprojektować dokładnie korzystając z książki H. Borowskiego „Zasilacze" lub danych do obliczania transformatorów w kalendarzach technicznych i czasopismach. Obliczając transformator sieciowy i dławik należy przyjąć całkowity prąd anodowy wzmacniacza równy 100 mA. Ponieważ przystawka AM o wysokiej jakości odtwarzania opisana w nrze 6/1958 „Radioamatora" pobiera ok. 20 mA, przeto prostownik zasilający oba urządzenia powinien dostarczać prąd o natężeniu do 120 mA.

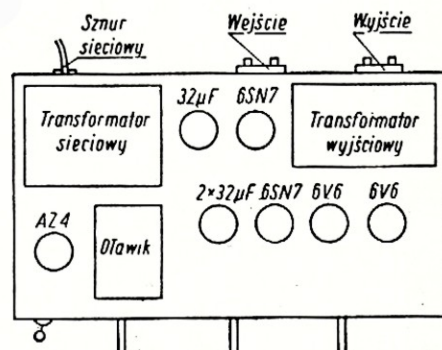
Orientacyjne rozmieszczenie zasadniczych części na podstawie pokazano na rys. 3. Zaleca się przy tym stosować podstawy większe, gdyż łatwiej wówczas prawidłowo wykonać montaż i uniknąć sprzężeń. Jeżeli podstawa jest wykonana z blachy żelaznej, transformatory trzeba umocować na podkładkach w odległości kilku milimetrów. Na rys. 4 uwidoczniono schemat stopnia końcowego wzmacniacza po wprowadzeniu drobnych zmian układu, które okazały się korzystne.



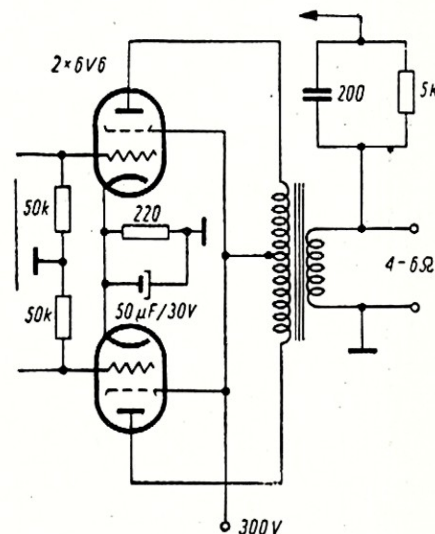
Rys. 1. Rdzeń transformatora wyjściowego w modelu wzmacniacza



Rys. 2. Rdzeń transformatora o większym oknie



Rys. 3. Rozmieszczenie zasadniczych części wzmacniacza na podstawie



Rys. 4. Zmieniony układ stopnia końcowego

Przegląd wydawnictw

Juliusz Strnad — Tyratrony. Wyd. I, str. 306, cena 20 zł, Wydawnictwa Komunikacyjne.

Nieodzownym elementem nowoczesnych przemysłowych urządzeń produkcyjnych jest automatyka, w której jedną z ważniejszych funkcji spełniają tyratrony. Ostatnio nakładem Wydawnictw Komunikacyjnych ukazała się książka poświęcona właśnie tyratronom. Opisano w niej budowę, działanie i sterowanie tyratronów jako ważnych elementów nowoczesnych urządzeń elektronowych oraz omówiono ich najważniejsze zastosowanie praktyczne.

Część pierwsza pracy omawia zasadę działania tyratronów, charakterystyki, właściwości, dane eksploatacyjne, szczegóły konstrukcyjne oraz typy tyratronów. Osobny rozdział poświęcono tyratronom stosowanym w radiofonii.

W drugiej części podano sposoby zasilania tyratronów w urządzeniach elektronowych oraz omówiono układy, w których one pracują.

Trzecią część poświęcił autor zagadnieniu sterowania tyratronów za pomocą zmiany napięć anodowych, siatkowych przesunięć fazowych oraz sterowania impulsami prądowymi itp.

Część piąta traktuje o regulacji elektronowej i sterowaniu za pomocą tyratronów; poszczególne paragrafy poświęcono tu regulacji napięcia generatorów, regulacji temperatury elektronowej, regulacji oświetlenia, sterowaniu zgrzewarek oporowych, zabezpieczeniom sieci (szybko działające przekaźniki tyratronowe), kontroli procesów wytwórczych oraz sterowania silników napędowych za pomocą tyratronów.

W części szóstej autor zreasumował zalety tyratronów i omówił szerokie perspektywy ich zastosowania.

Na zakończenie przytoczono dane katalogowe, charakterystyki i wymiary tyratronów produkcji radzieckiej, niemieckiej, angielskiej, amerykańskiej itp.

Książka napisana jest przystępnie i nie wymaga od czytelnika znajomości wyższej matematyki. Przeznaczona jest dla techników i szerokiego ogółu pracowników technicznych, zatrudnionych w różnych gałęziach przemysłu i obsługujących nowoczesne urządzenia wyposażone w tyratrony oraz dla zajmujących się konserwacją tych urządzeń.

Ze względu na coraz szersze zastosowanie takich urządzeń w łączności, transporcie, przemyśle i innych dziedzinach naszej gospodarki narodowej oraz ze względu na dotkliwy jak dotychczas brak w naszej literaturze publikacji książkowej omawiającej działanie i zastosowanie tyratronów — praca prof. Strnada wydana w tłumaczeniu polskim, będzie niezwykle cenną pozycją w naszej literaturze technicznej.

Włodzimierz Trusz — Teletechnika. Wydawnictwa Komunikacyjne, wyd. I, format A5, str. 432, cena 24 zł.

W książce omówiono w sposób bardzo przystępny najważniejsze zagadnienia z podstaw elektrotechniki i telekomunikacji.

W części pierwszej książki podano wiadomości z prądu stałego, prądu zmiennego (jednofazowego i trójfazowego), omówiono również przyrządy pomiarowe. Część druga obejmuje podstawy telekomunikacji, teletechnikę łącznościową, telegrafię, telefonię, telegrafię wielokrotną, radiotechnikę oraz radiofonię przewodową. Oprócz tego zostały w niej opisane najczęściej spotykane uszkodzenia w urządzeniach telefonicznych i telegraficznych oraz sposób ich usuwania.

Książka jest podręcznikiem dla technikum pocztowego, może być jednak wykorzystana przez telemonterów i telemechaników.

Ostatnio ukazała się w sprzedaży
w drugim poprawionym wydaniu książka

Andrzeja Sowińskiego

ZASADY TELEWIZJI

cena 15 zł

Nabyć ją można w księgarniach „Domu Książki"

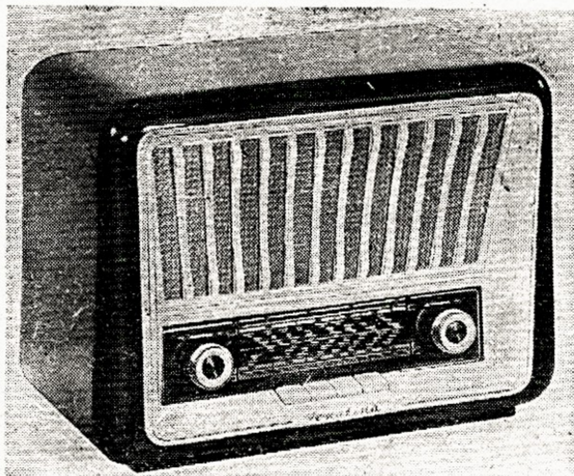
WYDAWNICTWA KOMUNIKACYJNE

Cena zł 5.—

Uniwersalny

radioodbiornik superheterodynowy





„SONATINA"

„6175"

tylko za 1250 zł.

można nabyć na 5 rat w każdym sklepie SOR

i z artykułami elektrotechnicznymi

4 zakresy fal (długie + średnie I + średnie II + krótkie)

produkcji

Zakładów Radiowych „Diora" w Dzierżoniowie

Biuro Zbytu Sprzętu Teleradiotechnicznego

dostarcza ze składu w pełnym asortymencie, poprzez sieć detaliczną handlu uspołecznionego:

opory: masowe, drutowe i miniaturowe,
kondensatory: papierowe o przebiciu 500 na 1500 V,
mikowe o przebiciu 350 na 750 V,
obrotowe

elektrolity
potencjometry
transformatory
komplety cewek

gniazda
wtyczki bananowe
bezpieczniki
gałki
rdzenie ferrytowe

podstawki do lamp
przełączniki

o r a z

w szerokim asortymencie do sieci detalicznej handlu uspołecznionego poprzez HURTOWNIE ELEKTROTECHNICZNE podległe CENTRALI HANDLOWEJ ARTYKUŁÓW METALOWYCH I ELEKTROTECHNICZNYCH "ELMET"

lampy elektronowe: odbiorcze, w tym: nowalowe
miniaturowe
bateryjne
całoszklane
spłaszczowe

kineskopy,
półprzewodniki, w tym tranzystory i diody germanowe.

ODBIORCY! Żądajcie w branżowych sklepach detalicznych prawidłowego zaopatrzenia.

